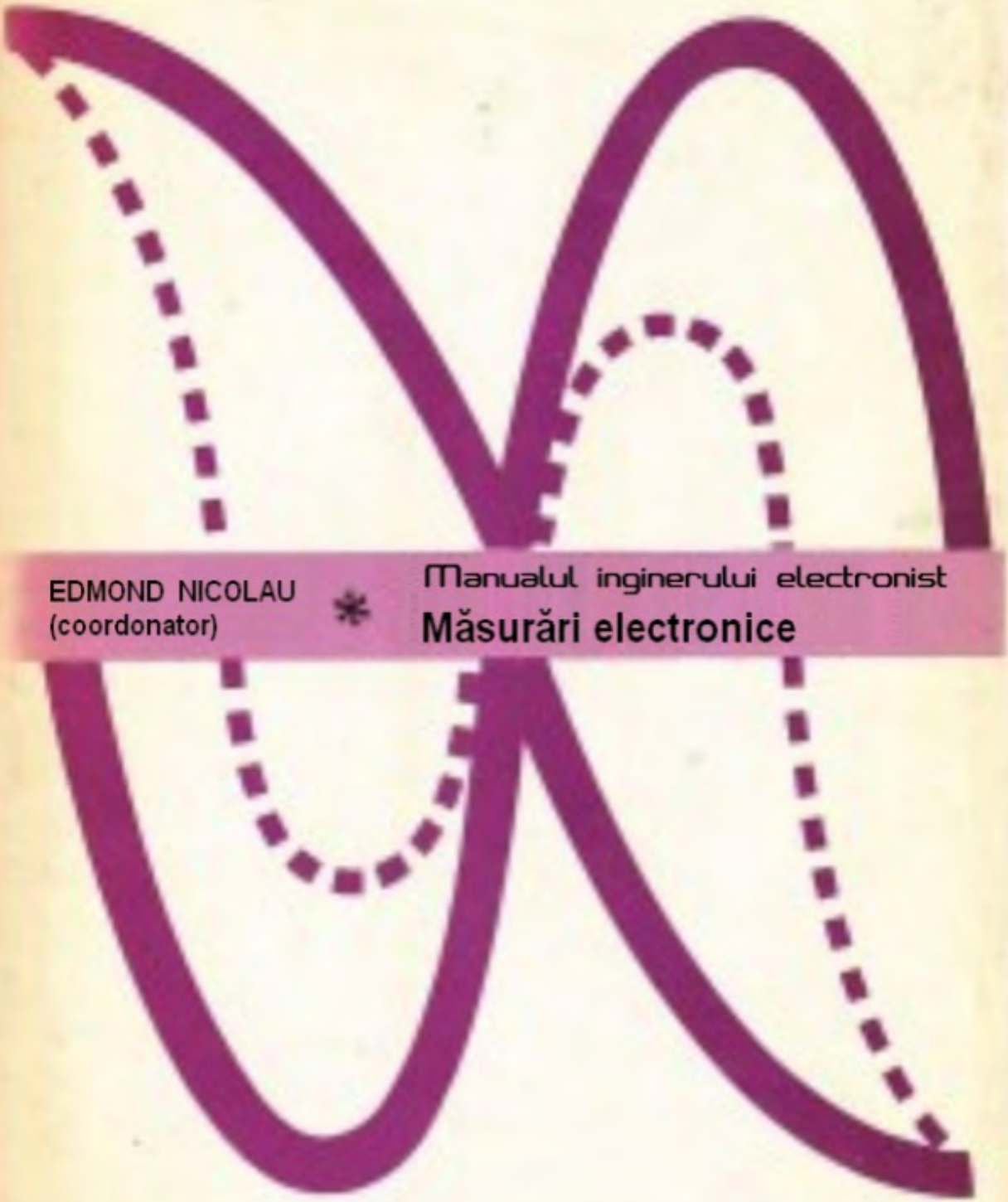


EDMOND NICOLAU
(coordonator)

Manualul inginerului electronist

Măsurări electronice

Biblioteca de automatică, informatică, electronică, management

J. G. Gille ş.a.	Teoria şi calculul sistemelor de reglare automată
J. G. Gille ş.a.	Elementele sistemelor de reglare automată
A. G. Ivahnenko	Cibernetica tehnică
A. V. Besekerski	Teoria reglării automate. Culegere de probleme
B. Ia. Kogan	Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată
B. M. Kagan	Rezolvarea problemelor inginereşti cu calculatoare numerice
T. M. Ter-Mikaelian	
V. Solodovnikov ş.a.	Regulatoare automate şi sisteme de urmărire
W. Oppelt	Tehnica reglării automate
D. V. Vasiliev ş.a.	Calculul şi proiectarea sistemelor de urmărire
M. Mănescu, ş.a.	Maşini de calcul pentru mecanizarea şi automatizarea lucrărilor economice şi administrative
M. Pelegrin	Calculatoare analogice şi numerice.
I. Papadache, G. Weintrich, ş.a.	Aplicaţii la automatizări
	Regulatoare electronice
W. Simon	Conducerea numerică a maşinilor unelte
P. Naslin	Circuite logice şi automatizări secvenţiale
C. J. Savant	Calculul sistemelor automate
J. E. Gibson	Sisteme automate neliniare
B. Kuo	Sisteme automate cu eşantionare
W. A. Geyger	Dispozitive magnetice neliniare
E. L wis, H. Ster	Sisteme automate hidraulice
G. V. Drujini	Siguranţa în funcţionare a sistemelor
W. J. Karplus	Sisteme de calculatoare cu divizarea timpului
G. A. Korn	Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare
S. E. Elmaghraby	Proiectarea sistemelor de producţie
V. Chu	Bazele proiectării calculatoarelor numerice
R. S. Ledley	Programarea şi utilizarea calculatoarelor numerice
E. S. Savas	Conducerea cu calculatoare a proceselor industriale
I. Flores	Sisteme de programe (software) pentru calculatoare numerice
D. Petcu, ş.a.	Pneumoautomatica
Al. Spătaru	Teoria transmisiunii informaţiei vol. I, II (ediţie română şi franceză)
S. Ştefănescu	Filtre electrice (ediţie română şi franceză)
I. Felea ş.a.	Circuite cu semiconductoare în industrie
	Aparate de măsurat (ediţie română şi franceză)
A. Vătăşescu, ş.a.	Circuite cu semiconductoare în industrie
	Amplificatoare şi oscilatoare (ediţie română şi franceză)
A. Mateescu	Circuite corectoare
R. Paul	Tehnica măsurării tranzistoarelor
S. Călin, C. Belea	Sisteme automate adaptive şi optimale
C. Penescu, ş.a.	Identificarea experimentală a proceselor automatizate
H. B. Maynard (editori)	Conducerea activităţii economice vol. I, vol. II, vol. III, vol. IV, vol. V partea I şi partea a doua.
L. M. Goldenberg	Teoria şi calculul circuitelor de impulsuri
S. Condrea	Reţele şi sisteme de telecomunicaţii
M. Drăgănescu	Electronica corpului solid
S. Călin, C. Belea	Sisteme automate complexe
L. A. Zadeh ş.a.	Teoria sistemelor
D. E. Knuth	Tratat de programarea calculatoarelor vol. I, II
J. M. Juran, F. H. Gryna	Calitatea produselor
P. E. Gray, C. L. Searle	Bazele electronicii moderne
N. Balabanian, I. Bickarţi	Teoria modernă a circuitelor
A. S. Grove	Fizica şi tehnologia dispozitivelor semiconductoare
C. Penescu	Sisteme. Concepte, caracterizări, sisteme liniare
C. Bulucea ş.a.	Circuite integrate liniare
H. B. Maynard (editori)	Manual de inginerie industrială vol. I, II, III IV

Prof. dr. doc. ing. Edmond Nicolau *(coordonator)*, *ing.* Agoston Agoston, *ing.* Maria Agoston, *ing.* Ion Alexiu, *Conf. dr ing.* Mariana Beliş, *ing.* Mircea Bodea, *ing.* Tiberiu Bocaniciu, *ing.* Valentin Buiculescu, *ing.* Vergil A. Goian, *ing.* Mariana Goldhamer, *ing-* Albert Goldhamer, *ing.* Mariana Gurău, *dr. ing.* Aurel Millea, *ing.* Dan Manasiu, *dr. ing.* Dan Raicu, *Prof. dr. ing.* Gheorghe Rulea. *ing.* Dragoş Zaharia.

Manualul inginerului electronist
Măsurări electronice

Editura Tehnică
Bucureşti — 1979

Capitolul 1	Ed. Nicolau
Capitolul 2	A. Millea
Capitolul 3	D. Manasiu, I. Alexiu
Capitolul 4	V. Buiculescu
Capitolul 5	D. Manasiu
Capitolul 6	A. Agoston, M. Bodea
Capitolul 7	A. Millea
Capitolul 8	M. Beliș
Capitolul 9	M. Beliș
Capitolul 10	T.-Bocaniciu
Capitolul 11	M. Beliș
Capitolul 12	D. Zaharia
Capitolul 13	A. Millea
Capitolul 14	V. Buiculescu
Capitolul 15	A. Millea, V. A. Goian A. Goldhamer, M. Goldhamer, M. Gurău
Capitolul 16	M. Agoston

Redactor: ing. CONSTANTIN MINEA, ing. SMARANDA DIMITRIU

Tehnoredactor: MARIA TRĂSNEA
Coperta seriei: CONSTANTIN GULUȚĂ

Bun de tipar: 27.II.1979. Coli de tipar: 54,5
Tiraj: 22.000+90+30 ex. legate. C.Z
537.7:621.38:681.2

Tiparul executat sub comanda
Nr. *2208*
Intreprinderea poligrafică
„13 Decembrie 1918",
str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97
București,
Republica Socialistă România

PREFAȚA

Trăim în epoca celei de a doua revoluții industriale, revoluție în care electronica este chemată să aibă un rol deosebit de important atît în sfera producției nemijlocite de bunuri materiale, cît și în alte domenii de activitate. Așa după cum se poate constata cu ușurință, practic astăzi nu există domeniu de activitate în care electronica să nu participe activ — fie că este vorba de cucerirea spațiului cosmic, de studiul particulelor elementare, de conducerea proceselor industriale sau de manifestări artistice — în ultimul caz întîlnind aparate de prelucrare electroacustică, de control a luminilor etc. În mod implicit, inginerul electronist devine prezent în tot mai multe locuri de muncă, el fiind chemat să proiecteze, să realizeze, să întrețină și să exploateze instalațiile electronice tot mai complexe.

La noi în țară, datorită politicii înțelepte a Partidului Comunist Român, industria de electronică a cunoscut o dezvoltare deosebit de mare. Dacă la 23 august 1944 la noi în țară funcționau doar cîteva ateliere de produs aparate de radiorecepție — această producție avînd mai degrabă un caracter meșteșugăresc, astăzi dispunem de o industrie electronică bine dezvoltată, ce acoperă un domeniu larg, produsele noastre electronice fiind exportate în numeroase țări. Este suficient să ne gîndim că datorită unui plan judicios întocmit și realizat în mod corespunzător, în țara noastră se produc astăzi o gamă variată de componente electronice, mergînd de la diode, tranzistoare și circuite integrate, la cinescoape, componente pasive dar și cristale lichide; producem aparate electronice foarte variate, cum ar fi radioreceptoare și televizoare, radiorelee și stații de emisie; producem și o aparatură electronică destinată automatizărilor industriale și în numeroase fabrici construite de specialiștii noștri pentru beneficiari externi, este inclusă inteligență tehnică și sub forma instalațiilor de automatizare electronică, gîndită și realizată în țară. La urmă, dar nu pentru că ar fi cel mai puțin important, amintim de calculatoarele electronice, proiectate și realizate de specialiștii noștri într-o gamă variată, de la mici calculatoare de buzunar la instalații mari de prelucrare automată a datelor. Este un domeniu în plină dezvoltare, la care tînăra generație de specialiști români a trecut cu succes un examen dificil.

Succesele prezentate sînt chezășia unor succese viitoare. Așa după cum arăta secretarul general al Partidului, tovarășul Nicolae Ceaușescu în Raportul la Conferința Națională a Partidului Comunist Român, 7—9 decembrie 1977, „... Viitorul cincinal va marca un nou salt calitativ pe toate planurile vieții economice și sociale. România va depăși starea de țară în curs de dezvoltare, în accepțiunea contemporană a acestei noțiuni, trecînd la stadiul de țară cu o dezvoltare medie".

Acest salt trebuie să se traducă atît prin dezvoltarea întregii noastre economii cît și o atenție mai mare acordată calității produselor — domeniu în care electronica este de asemenea chemată să aibă un rol decisiv. Deoarece astăzi a

măsura precis înseamnă a măsura electronic, a prelucra datele cu ajutorul calculatoarelor electronice, a conduce întregul proces de producție prin metode cibernetice, cu aparate electronice.

Înțelegînd rolul major pe care îl are și îl va avea în continuare electronica, Editura tehnică a inițiat publicarea Manualului inginerului electronist, lucrare chemată să pună la îndemîna inginerilor, subinginerilor și tehnicienilor de înaltă calificare cunoștințe sintetice referitoare la electronică.

În linii mari, acest Manual va avea trei volume: primul, cel de față, este dedicat Măsurărilor electronice; cel de al doilea se va ocupa de Componente și circuite electronice; cel de al treilea va fi destinat Radiotehnicii.

Faptul că primul volum se referă la metodele și aparatele de măsurare electronică nu este întîmplător. Activitatea inginerilor electroniști este foarte variată, dar o trăsătură comună tuturor activităților este măsurarea diferitelor mărimi. Aceasta se explică prin faptul că în orice stadiu al realizării unui produs electronic, ca și mai tîrziu în funcționare, trebuie să se urmărească anumite mărimi, tensiuni, curenți, frecvențe, grad de modulație etc., spre a vedea dacă sînt sau nu cuprinse în limitele stabilite. În electronică, datorită complexității fenomenelor, numărului mare de fenomene parazite prezente, este uzual a se recurge la tratări simplificatoare. Schemele realizate vor avea deci un număr de impedanțe de cuplaj parazite, neprevăzute în calculele inițiale. Dacă ele modifică substanțial sau nu funcționarea, nu se poate ști decît prin măsurare. La fel, produsul final trebuie supus la teste spre a se constata dacă el satisface sau nu normele interne și standardele. În timpul funcționării, măsurări periodice ne asigură funcționarea corectă, iar în caz de deranjament tot prin măsurări se stabilește care este defectul și se repară apoi aparatul.

Tocmai ținînd seama de rolul important al măsurărilor electronice, la noi în țară s-a dezvoltat un sistem de întreprinderi specializate în acest domeniu. Produsele Întreprinderii de aparate electronice, de măsură și industriale — IEMI — sînt binecunoscute specialiștilor și sînt bine apreciate pentru performanțele lor ridicate. Aparatele de măsură produse sînt tot mai diversificate și prezintă performanțe de înalt nivel.

Producția de aparate de măsură electronice beneficiază și de alte surse. Ne referim la microproducția unor institute de cercetări și este cazul să ne mîndrim cu o realizare de vîrf, cum este generatorul de frecvență etalon, produs în cadrul Institiutului de Fizică Atomică,, etalon ce se înscrie la nivelul de vîrf pe plan mondial, avînd o precizie de 10^{-13}.

Volumul de față este rezultatul muncii depuse de un colectiv larg, ce reflectă și el politica partidului nostru de integrare a învățămîntului cu cercetarea și cu producția. Astfel autorii acestui volum sînt în parte în învățămînt (Institutul Politehnic București), în parte în cercetare (Institutul central pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini unelte și mecanică fină, Institutul Național de Metrologie din Inspectoratul General de Stat pentru Controlul Calității Produselor), producție (Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori IPRS). Autorii au căutat să pună la dispoziția specialiștilor în electronică o informație amplă, care să poată fi utilă în primul rînd în situații concrete, dar care, în același timp să ofere un minim de cunoștințe teoretice cu care să se poată înțelege noile aparate de măsură ce apar mereu, bazate pe principii

tot mai diferite. Desigur, ținînd seama de dinamica foarte pronunțată a acestui domeniu ca și de faptul că este pentru prima dată cînd la noi în țară apare un astfel de manual, în mod inevitabil la viitoarele ediții va fi necesară o revizuire temeinică a sa, spre a face față progresului tehnic. Conceperea sa modulară a fost aleasă tocmai spre a permite mai ușor astfel de revizuiri și în același timp spre a permite o orientare mai rapidă a cititorului în multitudinea de metode și aparate întîlnite azi în măsurările electronice.

Marele număr de mărimi ce se măsoară în electronică, domeniul foarte extins de valori ale mărimilor măsurate ca și gama extinsă de frecvențe la care se efectuează măsurările, fac necesar ca cei ce sînt confruntați cu probleme de măsurări electronice să posede și un minim de cunoștințe de bază — care, de asemenea, sînt incluse în prezentul volum.

Colectivul de autori își exprimă mulțumirile pentru modul exemplar în care s-a coblaborat cu Editura tehnică și speră că această lucrare va contribui la dezvoltarea electronicii la noi în țară, și, implicit, la înflorirea patriei, la ridicarea ei pe noi trepte ale civilizației și culturii.

Prof. dr. doc. ing. EDMOND NICOLAU

Cuprins

PREFAȚĂ

1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

1.1. Mărimi 17
1.2. Sistem de unități 18
1.2.1. Sisteme simetrice 18
1.2.2. Sistemul internațional de unități 19
1.3. Denumirile și simbolurile prefixelor utilizate pentru formarea multiplilor și submultiplilor zecimali și unităților SI 20
1.4. Reguli de formare a multiplilor și submultiplilor zecimali ai unităților SI 21
1.5. Definiția măsurării 21
1.6. Mijloace de măsurare 21
1.7. Categorii de măsurări 22
1.8. Metode de măsurare 23
1.9. Măsuri etalon 24
1.10. Valorile unei mărimi 25
1.11. Erori de măsurare 26
1.12. Teoria erorilor de măsurare 28
1.13. Relații uzuale 29
Bibliografie 30

2. ETALOANE

2.1. Etaloane de tensiune 31
2.1.1. Etaloane normale 31
2.1.2. Etaloane de tensiune cu diode Zener 34
2.1.3. Etaloane de tensiune reglabilă în trepte 36
2.2. Etaloane de rezistență 37
2.2.1. Materiale pentru rezistoare etalon 38
2.2.2. Parametri principali ai rezistoarelor etalon 40
2.2.3. Etaloane de rezistență utilizate în c.c. 41
2.2.4. Etaloane de rezistență în c.a. 42
2.3. Etaloane de capacitate 45
2.3.1. Etaloane de capacitate cu dielectric gazos 45
2.3.2. Etaloane de capacitate cu dielectric solid 47
2.3.3. Etaloane de capacitate pentru frecvențe înalte 48
2.4. Etaloane de inductanță și factor de calitate 49
2.4.1. Etaloane de inductanță pentru frecvențe joase 49
2.4.2. Etaloane de inductanță pentru frecvențe înalte 50
Bibliografie 50

3. ELEMENTE COMPONENTE ALE APARATURII DE MĂSURĂ ELECTRONICĂ

3.1. Elemente componente analogice 53
3.1.1. Amplificatoare de măsură 53
3.1.2. Amplificatoare de curent continuu 56
3.1.3. Amplificatoare de curent alternativ 65
3.1.4. Amplificatoare operaționale 70
3.1.5. Amplificatoare de măsură difefențiale 72

3.1.6. Amplificatoare selective și filtre active 74
3.1.7. Atenuatoare 77
3.1.8. Multiplicatoare electronice 79
3.1.9. Detectoare de amplitudine 83
3.1.10. Discriminatoare de frecvență 85
3.1.11. Discriminatoare de fază 87
3.1.12. Circuite basculante 88
3.1.13. Elemente pentru evitarea cuplajelor parazite 89
3.1.14. Instrumente indicatoare 93
3.2. Elemente componente digitale 94
3.2.1. Sisteme de numerație 95
3.2.2. Coduri numerice 96
3.2.3. Circuite logice combinaționale 97
3.2.4. Caracteristici prncipale ale circuitelor logice 100
3.2.5. Tipuri de circuite logice 101
3.2.6. Circuite basculante 107
3.2.7. Numărătoare 113
3.2.8. Registre de deplasare 117
3.2.9. Decodere și multiplexoare 118
3.2.10. Memorii 120
3.2.11. Sisteme de afișare 122
Bibliografie 126

4. SURSE DE ALIMENTARE

4.1. Redresoare 128
4.1.1. Redresoare necomandate , cu diode semiconductoare 128
4.1.2. Redresoare comandate, cu tiristoare 134
4.2. Stabilizatoare de tensiune 138
4.2.1. Stabilizatoare de tensiune continuă 139
4.2.2. Stabilizatoare de tensiune alternativă 148
4.3. Stabilizatoare de curent 149
4.3.1. Stabilizatoare de curent continuu 149
4.3.2. Stabilizatoare de curent alternativ 151
4.4. Măsurarea parametrilor surselor de alimentare 153
Bibliografie 154

5. GENERATOARE DE SEMNAL

5.1. Generatoare de semnal sinusoidal 155
5.1.1. Parametrii generatoarelor de semnal sinusoidal 156
5.1.2. Oscilatoare cu circuite selective 159
5.1.3. Oscilatoare RC 163
5.1.4. Oscilatoare LC 171
5.1.5. Oscilatoare electromecanice 175
5.1.6. Oscilatoare interferențiale 176
5.1.7. Oscilatoare cu multiplicare și divizare de frecvență 180
5.1.8. Sintetizatoare de frecvență 180
5.1.9. Oscilatoare cu sincronizoare 183
5.1.10. Scheme bloc ale generatoarelor sinusoidale 186
5.2. Generatoare de impulsuri 187
5.2.1. Parametrii generatoarelor de impulsuri 188
5.2.2. Elemente componente ale generatoarelor de impulsuri 189
5.2.3. Scheme bloc 190
5.3. Generatoare de funcții 192
5.3.1. Parametrii generatoarelor de funcții 193
5.3.2. Elemente componente ale generatoarelor de funcții 193
5.3.3. Scheme bloc 196
Bibliografie 197

6. OSCILOSCOPUL CATODIC

6.1. Introducere 200
6.2. Osciloscopul în timp real 202
6.2.1. Schema bloc 202
6.2.2. Sistemul de deviație pe verticală 204
6.2.3. Sistemul de deviație pe orizontală 206
6.3. Osciloscopul cu eșantionare 212
6.3.1. Principiile de bază ale osciloscopului cu eșantionare 212
6.3.2. Schema bloc a osciloscopului cu eșantionare 213
6.3.3. Poarta de eșantionare 214
6.3.4. Sistemul de deviație pe verticală 214
6.3.5. Sistemul de deviație pe orizontală 220
6.3.6. Osciloscopul cu eșantionare aleatoare 224
6.4. Tuburi catodice 226
6.4.1. Coeficienți de deviație 229
6.4.2. Caracteristici de frecvență 230
6.4.3. Distorsiuni specifice 233
6.4.4. Tuburi catodice cu memorie 234
6.5. Circuite de alimentare 240
6.6. Amplificatorul de deviație verticală 241
6.6.1. Etaje finale 242
6.6.2. Linia de întîrziere și corecția distorsiunilor 243
6.6.3. Circuitele de intrare 247
6.6.4. Circuite de intrare cu eșantionare 250
6.7. Circuite de sincronizare 251
6.7.1. Amplificatoarele de sincronizare 252
6.7.2. Comparatoare cu nivel variabil 252
6.7.3. Formatoare și separatoare de impulsuri de declanșare 253
6.7.4. Circuite auxiliare de sincronizare 253
6.7.5. Circuite divizionare de frecvență pentru eșantionare 255
6.8. Generatoare de semnal pentru deviație orizontală 236
6.8.1. Circuite poartă 236
6.8.2. Generatoare de tensiune liniar variabile 257
6.8.3. Circuite de reținere 259
6.9. Circuite de comandă a luminozității 259
6.9.1. Circuite de comandă pentru deviația fascicolului electronic 260
6.9.2. Circuite de comandă prin blocarea turnului electronic 261
6.10. Amplificator de deviație orizontală 262
6.10.1. Etaje finale 264
6.10.2. Etajele cu amplificare variabilă în trepte 260
6.10.3. Circuite de intrare 265
Bibliografie 265

7. ÎNREGISTRATOARE

7.1. Generalități 256
7.1.1. Tipuri principale de înregistratoare 268
7.1.1. Sisteme de coordonate pentru înregistrare 269
7.1.2. Sisteme de imprimare 269
7.2. Servoînregistratoare 270
7.2.1. Înregistratoare y — t 270
7.2.2. Înregistratoare x — y 273
7.3. Înregistratoare galvanometrice 274
7.4. Înregistratoare magnetice 277
Bibliografie 277

8. MĂSURAREA TENSIUNILOR ŞI CURENŢILOR

8.1. Măsurarea tensiunilor continue 279
8.1.1. Aparatul magnetoelectric 279
8.1.2. Voltmetru magnetoelectric cu amplificator de c.c. 280
8.1.3. Voltmetre de c.c. în punte 281
8.1.4. Voltmetre de c.c. cu compensare 282
8.1.5. Voltmetre numerice 283
8.2. Măsurarea tensiunilor alternative 299
8.2.1. Voltmetre de valori medii 300
8.2.2. Voltmetre de valori de vîrf 301
8.2.3. Voltmetre de valori efective 302
8.2.4. Voltmetre cu eşantionare 307
8.3. Măsurarea curenţilor 309
8.3.1. Ampermetrul magnetoelectric 309
8.3.2. Ampermetru de c.c. cu transformator cu flux comandat 310
8.3.3. Ampermetre cu amplificator cu voltmetru de c.c. 312
8.3.4. Ampermetre pentru frecvenţa de reţea 313
8.3.5. Ampermetru cu redresoare 314
8.3.6. Ampermetru cu termocuplu 316
8.3.7. Ampermetre bazate pe efectul Hall 317
8.4. Multimetre 321
8.4.1. Măsurarea tensiunilor continue 321
8.4.2. Măsurarea tensiunilor alternative 321
8.4.3. Măsurarea rezistenţelor 321
8.4.4. Măsurarea curentului continuu şi alternativ 322
Bibliografie 322

9. MĂSURAREA PUTERII

9.1. Măsurarea puterii în curent continuu 323
9.2. Măsurarea puterii în curent alternativ 324
Bibliografie 332

10. MĂSURAREA TIMPULUI ŞI FRECVENŢEI

10.1. Unităţile de timp şi frecvenţă. Scări de timp 333
10.2. Etaloane de timp şi frecvenţă 334
10.2.1. Etaloane cu cuarţ 334
10.2.2. Etaloane atomice 337
10.3. Transmiterea timpului şi frecvenţei 338
10.3.1. Transmiterea semnalelor de timp şi frecvenţă prin conductoare electrice 339
10.3.2. Transmiterea semnalelor de timp şi frecvenţă prin unde electromagnetice 339
10.3.3. Transmiterea semnalelor de timp şi frecvenţă prin sateliţi artificiali 341
10.3.4. Compararea prin transportul etaloanelor 341
10.4. Măsurarea timpului 341
10.4.1. Orologii 342
10.4.2. Cronometre digitale 342
10.4.3. Cronografe 344
10.4.4. Măsurarea timpului cu osciloscopul 345
10.4.5. Milisecundmetre 346
10.5. Măsurarea frecvenţei 346
10.5.1. Metode directe 346
10.5.2. Metode de comparaţie 353
Bibliografie 359

11. MĂSURAREA NELINIARITĂȚII SISTEMELOR

11.1. Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate 362
11.1.1. Măsurarea neliniarității sistemelor cu ajutorul analizoarelor 362
11.1.2. Măsurarea neliniarităților sistemelor cu ajutorul distorsiometrelor.... 373
11.2. Măsurarea defazajelor 381
11.2.1. Măsurarea fazei cu osciloscopul 382
11.2.2. Detectori sensibili la fază 383
11.2.3. Fazmetrul analogic cu circuit basculant 385
11.2.4. Voltmetrul vectorial 386
11.2.5. Fazmetre numerice 387
11.3. Măsurarea amplitudinii răspunsului unui sistem 388
11.4. Măsurări asupra semnalelor modulate 391
11.4.1. Măsurări asupra semnalelor modulate în amplitudine..... 391
11.4.2. Măsurări asupra semnalelor modulate în frecvență 396
Bibliografie 400

12. MĂSURĂRI ASUPRA ȘI ÎN PREZENȚA ZGOMOTULUI

12.1. Definiția și clasificarea zgomotelor 401
12.2. Descrierea zgomotelor cu ajutorul funcțiilor de probabilitate de amplitudine, densitate spectrală de putere 402
12.3. Mecanisme de zgomot 404
12.4. Banda echivalentă de zgomot 406
12.5. Însumarea tensiunilor de zgomot. Factor de corelație 408
12.6. Zgomotul echivalent la intrarea cuadriporților 409
12.7. Factorul de zgomot 410
12.8. Măsurarea amplitudinii zgomotului 411
12.9. Măsurări pentru determinarea funcției densitate spectrală de putere a zgomotelor 415
12.10. Măsurări pentru determinarea distribuției de amplitudine a zgomotelor..... 419
12.11. Măsurarea generatoarelor de zgomot E_{zg}, I_{zg} a unui cuadripol..... 420
12.12. Măsurarea factorului de zgomot al cuadripolilor 423
12.13. Sistem de măsurare a temperaturii folosind zgomot alb 430
12.14. Semnale digitale în prezența zgomotului 431
Bibliografie 431

13. MĂSURAREA IMPEDANȚEI

13.1. Generalități 434
13.1.1. Definiții 435
13.1.2. Rezistoare, reactoare și combinații rezistor-reactor..... 436
13.1.3. Impedanțe ale unor multipoli măsurabili direct 437
13.2. Măsurarea rezistenței prin metode directe 438
13.2.1. Ohmetre 439
13.2.2. Ohmetre digitale 440
13.3. Măsurarea rezistenței prin comparație 442
13.3.1. Miliohmetre 442
13.3.2. Megohmetre, teraohmetre 443
13.4. Măsurarea rezistenței prin metoda de punte 445
13.4.1. Punți Wheastone echilibrate 447
13.4.2. Punți pentru măsurarea rezistențelor mici..... 449
13.4.3. Punți pentru măsurarea rezistențelor mari 459
13.4.4. Punți neechilibrate 452
13.5. Măsurarea impedanței prin metode directe 453
13.5.1. Capacimetre 453
13.5.2. Inductanțmetre 453
13.5.3. Impedanțmetre 453

13.6. Măsurarea impedanței prin metode de punte 456
13.6.1. Generalități 456
13.6.2. Tipuri particulare de punți de c.a. 458
13.6.3. Surse de erori la măsurări cu punți de c.a. 458
13.6.4. Punți cu transformator 467
13.6.5. Accesorii pentru punțile de c.a. 468
13.6.6. Punți pentru măsurări și condiții speciale 472
13.6.7. Punți de c.a. neechilibrate 492
13.6.8. Punți semiautomate și automate 493
13.7. Măsurarea impedanței la frecvențe înalte 498
13.7.1. Generalități 498
13.7.2. Măsurarea impedanței la frecvențe înalte metode de zero 499
13.7.3. Măsurarea impedanței prin metoda de rezonanță 502
13.7.4. Măsurări automate de impedanță de frecvențe înalte 507
Bibliografie 507

14. MĂSURAREA DISPOZITIVELOR ELECTRONICE

14.1. Trasorul de caracteristici 511
14.2. Măsurarea diodelor semiconductoare 513
14.2.1. Caracteristici statice 513
14.2.2. Măsurarea parametrilor dinamici 515
14.2.3. Măsurarea parametrilor de comutație 515
14.2.4. Măsurări la înaltă frecvență 516
14.3. Măsurarea tranzistoarelor 518
14.3.1. Măsurarea parametrilor statici 518
14.3.2. Măsurarea parametrilor la semnal mic 520
14.3.3. Măsurarea elementelor schemei echivalente 527
14.3.4. Măsurarea frecvențelor limită 530
14.3.5. Măsurarea parametrilor de comutație 533
14.3.6. Măsurări la înaltă frecvență 534
14.4. Măsurarea circuitelor integrate 540
14.4.1. Măsurarea amplificatoarelor operaționale 540
14.4.2. Măsurarea circuitelor integrate logice 548
14.5. Măsurarea tuburilor electronice 552
14.5.1. Ridicarea caracteristicilor statice 552
14.5.2. Măsurări dinamice 554
Bibliografie 560

15. MĂSURĂRI ÎN DOMENIUL MICROUNDELOR

15.1. Măsurarea frecvenței și a lungimii de undă 561
15.1.1. Măsurarea frecvenței prin metode de comparație 562
15.1.2. Măsurarea frecvenței prin metode de rezonanță 565
15.1.3. Măsurarea lungimii de undă cu linie de măsură 572
15.1.4. Măsurarea lungimii de undă prin metode interferometrice 575
15.1.5. Măsurarea frecvenței instantanee și a deviației de frecvență 578
15.1.6. Analiza spectrală 580
15.2. Măsurarea puterii 582
15.2.1. Procedee termice pentru măsurarea puterii microundelor 583
15.2.2. Procedee bazate pe efectul mecanic al puterii microundelor 591
15.2.3. Procedee bazate pe fenomene electronice dependente de puterea microundelor 592
15.2.4. Măsurarea puterii transmise pe o linie de transmisiune 593
15.2.5. Măsurarea puterii impulsurilor de microunde 595
15.2.6. Măsurarea puterilor extrem de mici 600
15.2.7. Erori în măsurarea puterii microundelor 602

15.3. Măsurarea atenuării și defazajului 605
15.3.1. Standarde de atenuare pentru microunde 607
15.3.2. Măsurarea atenuării unui cuadripol pentru microunde 608
15.3.3. Standarde pentru defazajul diferențial în microunde 616
15.3.4. Măsurarea defazajului difefențial al unui cuadripol pentru microunde. 618
15.3.5. Măsurarea constantei de atenuare a unei linii uniforme 623
15.3.6. Măsurarea constantei de fază a unei linii uniforme 628
15.3.7. Metode dinamice pentru măsurarea atenuării și defazajului 632
15.4. Măsurarea impedanțelor 635
15.4.1. Introducere 635
15.4.2. Măsurarea impedanțelor cu ajutorul undelor staționare 636
15.4.3. Măsurarea impedanței cu ajutorul cuplorului direcțional 664
15.4.4. Măsurarea impedanței prin metode de comparație. Punți de măsură în domeniul microundelor 667
15.4.5. Măsurarea automată a impedanței 670
15.4.6. Măsurarea parametrilor tranzistoarelor în microunde 671
15.4.7. Adaptarea circuitelor în microunde 672
15.4.8. Diagnosticul plasmei 677
15.5. Măsurarea parametrilor rezonatorilor electromagnetici 681
15.5.1. Caracteristicile rezonatorilor electromagnetici 681
15.5.2. Metode de măsurare a factorilor de calitate 692
15.5.3. Măsurarea raportorului R_0/Q_0 715
15.5.4. Metoda perturbației cavității 717
15.5.5. Determinarea factorului de calitate al activității clistronului reflex 718
15.5.6. Metodă de nul dinamică 719
15.5.7. Metodă statică 720
Bibliografie 720

16. MĂSURAREA MĂRIMILOR NEELECTRICE

16.1. Generalități 724
16.1.1. Traductoare 725
16.1.2. Caracteristici generale ale ansamblurilor de măsurare a mărimilor neelectrice 726
16.2. Măsurarea mărimilor geometrice 730
16.2.1. Măsurarea deplasărilor 730
16.2.2. Măsurarea grosimilor 744
16.2.3. Măsurarea nivelului 748
16.2.4. Măsurarea rugozității 749
16.3. Măsurarea deformațiilor și eforturilor unitare 752
16.3.1. Traductoare tensiometrice rezistive 752
16.3.2. Aparate tensiometrice 760
16.4. Măsurarea masei și forței 761
16.4.1. Aparate de măsurat tensometrice 762
16.4.2. Aparate cu traductor inductiv sau capacitiv 762
16.4.3. Aparate cu traductor piezoelectric 762
16.4.4. Aparate cu traductor magnetoelastic 762
16.4.5. Amplasarea dozelor și măsurarea dinamică 763
16.5. Măsurarea cuplului și a puterii mecanice 767
16.5.1. Torsiometre cu traductoare tensiometrice 768
16.5.2. Torsiometre cu traductoare magnetoelastice 771
16.5.3. Torsiometre cu traductoare inductive 773
16.5.4. Torsiometre cu traductoare capacitive 774
16.5.5. Torsiometre cu traductoare fotoeletrice 775
16.5.6. Torsiometre cu traductoare de impulsuri 776
16.5.7. Alte tipuri de torsiometre 780
16.5.8. Măsurarea puterii mecanice 780
16.6. Măsurarea presiunii 783

16.6.1. Vacuummetre 784
16.6.2. Manovacuummetre 786
16.6.3. Manometre pentru presiuni mari 789
16.7. Măsurarea debitului 789
16.7.1. Debitmetre electromagnetice 790
16.7.2. Debitmetre cu ultrasunete 792
16.7.3. Debitmetre cu laser 793
16.7.4. Măsurarea debitului gazelor cu metode radiometrice 795
16.7.5. Debitmetre termice 796
16.7.6. Debitmetre cu traductoare digitale 798
16.7.7. Debitmetre cu măsurarea diferenței de presiune 800
16.7.8. Debitmetre cu corp plutitor (rotametre) 801
16.8. Măsurarea vitezelor 801
16.8.1. Tahometre cu traductor electrodinamic 801
16.8.2. Tahometre cu curenți turbionari 802
16.8.3. Tahometre cu traductoare cu impulsuri 803
16.8.4. Circuite de măsurare pentru traductoare cu impulsuri 808
16.8.5. Strobotahometre 811
16.8.6. Măsurarea vitezei liniare 812
16.9. Măsurarea temperaturii 814
16.9.1. Tranzistoare metalice 815
16.9.2. Termistoare 816
16.9.3. Termometre cu cuarț 818
16.9.4. Termocupluri 819
16.9.5. Pirometre de radiație 821
16.10. Măsurarea umidității materialelor 824
16.10.1. Umidometre electronice 824
16.10.2. Higrometre electronice 831
Bibliografie 835

17. SISTEME DE MĂSURARE AUTOMATE

17.1. Definiția sistemului de măsură 837
17.2. Posibilitățile de utilizare ale sistemului de măsură automate 837
17.3. Clasificarea sistemelor de măsură 840
17.4. Specificații privind componentele sistemului de măsură 841
17.4.1. Blocul de memorie și control 842
17.4.2. Blocul de măsurări 853
17.5. Generatoare de semnale de test 861
17.5.1. Generatoare de impulsuri programabile 868
17.5.2. Surse de alimentare programabile 861
Bibliografie 869

1.

Noțiuni introductive

1.1. MĂRIMI

O teorie fizică a unui domeniu de cunoștințe (mecanică, electromagnetism etc.) este un sistem format din mărimi fizice primitive și legi, care permit explicarea tuturor fenomenelor din domeniul considerat.

În cele ce urmează ne vom ocupa de mărimi.

Observăm că ceea ce numim mărimi fizice (masa, distanța, timpul, viteza, intensitatea curentului electric etc.), sînt, de fapt, specii de mărimi, dar, pentru simplificare, ele se numesc mărimi.[1]

Mărimile pot fi clasificate din diferite puncte de vedere. Din punctul de vedere al modului de introducere într-o teorie, mărimile fizice se împart în *mărimi primitive* și *mărimi derivate*. Din punctul de vedere al funcțiunii lor în sistemele de unități, ele se împart în *mărimi fundamentale* și *mărimi secundare*.

Se numesc mărimi fizice primitive mărimile care, neputînd fi definite în cadrul unei ramuri a fizicii cu ajutorul altora, trebuie introduse direct în studiu. Aceasta se face în două moduri: prin reprezentarea în concret a unității lor de măsură și prin indicarea explicită a procedeului de măsură; prin legarea lor de mărimi ale ramurilor constituie în prealabil.

Se numesc mărimi fizice derivate mărimile definite într-o ramură a fizicii prin expresii analitice în care intervin și alte mărimi presupuse cunoscute. O teorie fizică se poate constitui eventual numai cu ajutorul mărimilor ei primitive; mărimile derivate se folosesc în general pentru a ușura formulările [2].

Din punctul de vedere al sistemelor de unități, se numesc mărimi fizice fundamentale mărimile ale căror unități de măsură au fost alese ca fundamentale — independent de altele — în cadrul unui sistem de unități de măsură. Numărul de mărimi fundamentale este mai mic decît numărul de mărimi primitive, sau cel mult egal cu el.

Se numesc mărimi fizice secundare mărimile ale căror unități de măsură rezultă în mod univoc prin alegerea unităților de măsură fundamentale.

1.2. SISTEME DE UNITĂȚI

Acestea diferă între ele atît prin alegerea convențională a unităților fundamentale, cît și prin definirea unităților derivate, ceea ce fixează valoarea și poziția factorilor numerici în formulele fizice respective [3].

1.2.1. SISTEME SIMETRICE (Sistemele Giorgi, Kalantarov și Budeanu)

Dintre sistemele practice cu patru unități fundamentale independente se disting, prin simetria lor, sistemele la care printre mărimile fundamentale intervin numai două mărimi din domeniul electromagnetic, ceea ce permite să reprezinte o simetrie în raport cu fenomenele electromagnetice exprimate prin legile cîmpurilor electromagnetice (ecuațiile lui Maxwell).

G. Giorgi a propus un sistem simetric bazat pe patru unități fundamentale: metru, secunda, amper, volt alese astfel deoarece aproape toate măsurătorile electrice se pot reduce la măsurători de tensiune și de intensități de curenți. Redăm, spre exemplu, cîteva dimensiuni din acest sistem în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1 **Sistemul Giorgi; exemple de relații dimensionale**

Electricitate	*Magnetism*
$[Q] = [T] \cdot [I]$	$[m] = [T][V]$
$[E] = [L^{-1}][V]$	$[H] = [L^{-1}]\ [I]$
$[D] = [L^{-2}\ TI]$	$[B] = [L^{-2}\ TV]$
$[\psi] = [TI]$	$[\Phi] = [TV]$
$[\varepsilon] = [L^{-1}\ TI\ V^{-1}]$	$[\mu] = [L^{-1}\ TI^{-1}\ V]$

Sistemul propus în anul 1929 de savantul sovietic Kalantarov are ca mărimi fundamentale electromagnetice sarcina electrică Q și fluxul magentic Φ, pe lîngă mărimile lungime L și timp T. Prin această alegere, se obțin formule dimensionale deosebit de simple pentru majoritatea mărimilor electromagnetice, energetice și mecanice.

Sistemul Kalantarov pune în evidență modul simetric în care apar dimensiunile electrice, magnetice și energetice alegînd lungimea, timpul, sarcina și fluxul ca mărimi fundamentale, astfel cum se vede din tabelul 1.2.

Tabelul 1.2 a fost întocmit de savantul C. Budeanu.[4]

Tabelul 1.2 **Sistemul Kalantarov; exemple de relații dimensionale**

Electricitate	*Magnetism*	*Energetică*
Sarcină electrică Q	Flux magnetic Φ	Acțiune $Q\Phi$
Intensitate QT^{-1}	Tensiune ΦT^{-1}	Energie $Q\Phi T^{-1}$
Variația intensității QT^{-2}	Variația tensiunii ΦT^{-2}	Putere $Q\Phi T^{-2}$
Deplasare electrică QL^{-2}	Inducția magnetică ΦL^{-2}	Acțiune specifică $Q\Phi L^{-2}$
Intensitatea cîmpului electric $\Phi L^{-1}\ T^{-1}$	Intensitatea cîmpului magnetic $QL^{-1}\ T^{-1}$	Forță $Q\Phi L^{-1}\ T^{-1}$
Constanta dielectrică $Q\Phi^{-1}\ L^{-1}\ T$	Permeabilitatea $Q^{-1}\ \Phi L^{-1}\ T$	Masa $Q\Phi L^{-2}\ T$

Savantul român prof. ing. C. Budeanu a arătat că, în conformitate cu caracteristica principală a sistemelor simetrice, se pot imagina multe sisteme din această categorie, ca de exemplu: LTEH; LTDB; LTψΦ; LTQm; LTIV; LTQΦ; etc. — unde ψ este fluxul lui *D*.

Toate conduc la următoarele proprietăți esențiale: expresii dimensionale foarte simple, fără exponenți fracționali și simetrice în raport cu mărimile electrice și magnetice respective; simetria lor exprimă, de fapt, proprietățile de simetrie ale legilor cîmpurilor electromagnetice (Maxwell).

În general analiza dimensională este un mijloc de verificare a omogenității formulelor. Nu trebuie acordată o semnificație deosebită faptului că în diferite sisteme o anumită mărime capătă expresii diferite: este o situație cu totul analogă faptului că în diferite limbi naturale o aceeași noțiune se exprimă prin cuvinte diferite.

1.2.2. SISTEMUL INTERNAȚIONAL DE UNITĂȚI (SI).

Sistemul Internațional de unități (SI) este sistemul de unități de măsură la baza căruia stau unitățile fundamentale: metru — pentru lungime, kilogram — pentru masă, secundă — pentru timp, amper — pentru intensitatea curentului electric, kelvin — pentru temperatura termodinamică, candelă — pentru intensitatea luminoasă și unitățile siuplimentare; radian — pentru unghi plan și steradian — pentru unghi solid.

Sistemul Internațional de unități (SI), adoptat de cea de-a XI-lea Conferință Generală de Măsuri și Greutăți din 1960 a statelor membre ale Convenției metrului, desemnează un ansamblu organizat sistematic de unități de măsură și de multipli și submultipli zecimali, precum și de reguli de formare și scriere a acestora. Republica Socialistă România, țară membră a Convenției Metrului, a adoptat în 1961 Sistemul Internațional de unități (SI) ca singur sistem de unități de măsură legal și obligatoriu.

În cele ce urmează se definesc unitățile fundamentale ale Sistemului Internațional.

Metrul — simbol m — este lungimea egală cu 1 650 763,73 lungimi de undă în vid ale radiației care corespunde tranziției între nivelele $2p_{10}$ și $5d_5$ ale atomului de kripton 86.

Kilogramul — simbol kg — este masa „kilogramului prototip internațional" adoptat ca unitate de măsură a masei de Conferința Generală de Măsuri și greutăți din 1889.

Secunda — simbol s — este durata a 9 192 631 770 perioade ale radiației corespunzătoare tranziției între cele două nivele hiperfine ale stării fundamentale a atomului de cesiu 113.

Amperul — simbol A — este intensitatea unui curent electric constant, care menținut în două conductoare paralele, rectilinii, de lungime infinită și de secțiune circulară neglijabilă, așezate în vid, la o distanță de 1 metru unul de altul, ar produce între acestea, pe o lungime de 1 metru, o forță egală cu $2 \cdot 10^{-7}$ newtoni.

Kelvinul — simbol K — unitate de temperatură termodinamică, este fracțiunea 1/273,16 din temperatura termodinamică a punctului triplu al apei.

Candela — simbol cd — este intensitatea luminoasă, în direcția normalei, a unei suprafețe de 1/600 000 metri pătrați a unui corp negru la temperatura de solidificare a platinei, la presiunea de 101 325 newtoni pe metru pătrat.

Unitățile suplimentare ale Sistemului Internațional sînt:

Radianul — simbol rad — este unghiul plan cu vîrful în centrul unui cerc, care delimitează pe circumferința cercului un arc a cărui lungime este egală cu raza cercului.

Steradianul — simbol sr — este unghiul solid cu vîrful în centrul unei sfere, care delimitează pe suprafața sferei o arie egală cu aria unui pătrat a cărui latură este egală cu raza sferei.

1.3. DENUMIRILE ȘI SIMBOLURILE PREFIXELOR UTILIZATE PENTRU FORMAREA MULTIPLILOR ȘI SUBMULTIPLILOR ZECIMALI AI UNITĂȚILOR SI.

Multiplii și submultiplii unităților SI sînt multiplii și submultiplii zecimali ai unităților SI și se redau în tabelul alăturat.

Tabelul 1.3 **Multiplii și submultiplii zecimali ai unităților SI**

Factorul de multiplicare	Prefixul	Simbolul
1 000 000 000 000 = 10^{12}	tera	T
1 000 000 000 = 10^{9}	giga	G
1 000 000 = 10^{6}	mega	M
1 000 = 10^{3}	kilo	k
100 = 10^{2}	hecto	h
10 = 10^{1}	deca	da
0,1 = 10^{-1}	deci	d
0,01 = 10^{-2}	centi	c
0,001 = 10^{-3}	mili	m
0,000 001 = 10^{-6}	micro	μ
0,000 000 001 = 10^{-9}	nano	n
0,000 000 000 001 = 10^{-12}	pico	p
0,000 000 000 000 001 = 10^{-15}	femto	f
0,000 000 000 000 000 001 = 10^{-18}	atto	a

1.4. REGULI DE FORMARE A MULTIPLILOR ȘI SUBMULTIPLILOR ZECIMALI AI UNITĂȚILOR SI

Multipli și submultiplii zecimali ai unităților SI se formează cu ajutorul unui singur prefix. Se spune, de exemplu, nanovolt (nV) și nu milimicrovolt (simbol mμV).

Multiplii și submultiplii zecimali ai unităților SI reprezentate printr-un produs sau raport de unități se formează, de preferință adăugînd prefixul numai la prima unitate a produsului, respectiv la prima unitate de la numărător. Se preferă, spre exemplu, folosirea submultiplului microfarad pe metru (simbol μF/m) în locul submultiplului farad pe megametru (simbol F/Mm).

1.5. MĂSURAREA

A măsura, înseamnă a efectua o experiență în care comparăm o mărime M cu o altă mărime u, de aceeași natură (de aceeași specie) cu cea dintîi, luată ca unitate. Prin actul măsurării se stabilește o aplicație de la o specie de mărimi X, la mulțimea numerelor reale R — mai rar la R^2. Altfel spus, se stabilește o relație între valoarea unei mărimi și un număr real.

Raportul — stabilit experimental — dintre o mărime de măsurat M, care există independent de noi, și o unitate u, care este aleasă de noi pentru acea mărime, reprezintă rezultatul măsurării: $M/u = N$.

1.6. MIJLOACE DE MĂSURARE

Pentru executarea unei măsurări prin comparare directă a mărimii necunoscute cu unitatea de măsură, este nevoie ca unitatea de măsură să poată fi realizată în mod concret. Realizarea materială a unității de măsură se numește măsură; ea este posibilă, bineînțeles, doar pentru unele dintre unități, cum ar fi metrul, litrul, ohmul etc. Pentru măsurarea acelor mărimi ale căror unități nu se pretează să fie concretizate, se utilizează de obicei aparate de măsurat. În această categorie intră multe mărimi electrice, care se măsoară cu aparate de măsurat — frecvențmetre, distorsiometre etc.

Există mărimi care pot fi măsurate folosindu-se fie măsuri, fie aparate de măsurat. Astfel, rezistențele se pot măsura fie cu puntea Wheatstone, care folosește în schema sa rezistențe cunoscute (măsuri), fie cu ohmmetrul (aparate de măsurat).

Măsurile, aparatele de măsurat și instalațiile de măsurare formează mijloace de măsurare. După rolul pe care îl ocupă în procesul de măsurare, legat de exactitatea pe care o posedă, mijloacele de măsurat se împart în: de lucru, model și etalon.

— Mijloacele de măsurat de lucru, participă la măsurările curente, necesitate în practică.

— Mijloace de măsurat model sînt destinate verificării sau gradării măsurilor și aparatelor de măsurat de lucru, Ele au o precizie mai mare decît cele de lucru, dar satisface numai condiții limitate de precizie, verificîndu-se periodic cu măsuri și aparate de măsurat model, de o precizie superioară.

— Mijloace de măsurat etalon, reproduc sau stabilesc unitatea de măsură cu precizie maximă, o păstrează și o transmit mijloacelor de măsurare de precizie inferioară. Etaloanele sînt de mai multe categorii: naționale, care alcătuiesc baza metrologică a țării respective; principale (sau primare) care determină unitatea de măsură prin compararea lor cu etaloanele naționale; de verificare (de lucru), care servesc la executarea lucrărilor metrologice curente.

1.7. CATEGORII DE MĂSURĂRI

Măsurările se pot clasifica după următoarele criterii: modul în care se obține rezultatul măsurării; precizia de măsurare.[5]

După modul în care se obține rezultatul măsurării se disting măsurări directe, indirecte și implicite.

Măsurările directe sînt măsurările în care se măsoară nemijlocit mărimea care interesează, utilizîndu-se în acest scop măsuri sau aparate de măsurat. De exemplu, măsurarea unei lungimi cu rigla gradată, a unei tensiuni cu voltmetrul, a unei rezistențe cu ohmmetrul.

Măsurările indirecte sînt măsurările în care valoarea mărimii de măsurat nu se obține direct ci se calculează pe baza măsurării altor mărimi (care se măsoară direct), cu ajutorul unor relații existente între mărimea care trebuie determinată și mărimile măsurate, exprimate prin relații cunoscute. De exemplu, determinarea rezistivității unui material conductor prin măsurarea lungimii l, a ariei secțiunii transversale A și a rezistenței electrice R a unui fir cilindric (de secțiune constantă), omogen, realizat din materialul respectiv ($\rho = RA/l$) etc.

Măsurările indirecte sînt mai complexe decît cele ditecte și au o precizie mai mică a rezultatului, însă sînt inevitabile în foarte multe cazuri. Măsurările indirecte pot fi reprezentate prin expresia

$$Y = f(X_1, X_2, \ldots X_n),$$

în care f exprimă o relație funcțională cunoscută ce există între mărimea de măsurat Y și mărimile $X_1, X_2, \ldots X_n$ care se măsoară direct.

Măsurările implicite sînt măsurările în care rezultatul se deduce din rezultatele mai multor măsurări, directe sau indirecte, legate funcțional de mărimea care interesează, pruntr-o funcție implicită. Un exemplu este determinarea coeficienților de temperatură α și β a unei mărimi electrice (tensiune electromotoare la un element normal, rezistență etc.),cu formula

$$x_t = x_{20}(1 + \alpha(\theta - 20) + \beta(\theta - 20)^2),$$

obținută prin măsurarea valorii pe care o prezintă mărimea respectivă la trei temperaturi diferite: 20°C, θ_1 și θ_2. În aceeași categorie — dar într-o subcategorie diferită — intră și metodele de separare a puterilor. Astfel separarea pierderilor magnetice în tole, în pierderi prin histerezis și pierderi prin curenți turbionari (Foucault), se poate efectua prin două măsurări ale pierderilor, la două frecvențe diferite. Asemănătoare este și metoda determinării puterii active la etajul final al unui emițător, prin metoda separării pierderilor.

După precizia de măsurare se deosebesc măsurări de laborator și măsurări tehnice (industriale), Măsurările de laborator se execută — de un număr de ori relativ mare, spre a reduce erorile — cu mijloace de măsurare de precizie bună, și asupra rezultatelor obținute se aplică calculul erorilor. În cazul măsurărilor industriale se folosesc aparate de măsurat de precizie suficientă pentru măsurările curente cerute de practica industrială; în general, sînt precizări de 5—10% sînt suficiente.

1.8. METODE DE MĂSURARE

După modul în care se utilizează măsurile și aparatele de măsurat la executarea măsurărilor directe, se disting două metode de măsurare; directe și prin comparație.[6]

Metoda directă permite să se evalueze întreaga mărime de măsurat, pe baza indicațiilor aparatelor de măsurat folosite, de exemplu: măsurarea curentului cu ampermetrul, a tensiunii cu voltmetrul, a puterii active cu wattmetrul etc. Această metodă este foarte simplă și de aceea este folosită frecvent, deși precizia ei este limitată la precizia aparatelor de măsurat utilizate.

Metoda comparației se caracterizează prin aceea că în procesul de măsurare numai o parte din mărimea de măsurat se evaluează cu ajutorul aparatelor de măsurat, iar la măsurare participă și măsuri. Această metodă asigură o precizie ridicată, însă necesită în multe cazuri folosirea de instalații de măsură relativ complexe și anumite manipulări. Se deosebesc patru variante ale metodei comparației: metoda diferențială, metoda de zero, metoda de substituție, metoda de coincidență.

Metoda diferențială se caracterizează prin aceea că aparatul de măsurat măsoară diferența $A_x - A_0 = A$ (sau o mărime proporțională cu ea), unde A_x este mărimea de măsurat, iar A_0 o mărime, de aceeași natură cu A_x, dar cunoscută cu o anumită precizie (de obicei A_0 este o măsură fixă). Măsurînd pe A și cunoscînd pe A_0 se determină A_x. Precizia este cu atît mai mare cu cît este mai mică diferența A. Micșorînd diferența măsurată A, precizia întregii măsurări se mărește, la limită putînd atinge precizia cu care este cunoscută valoarea A_0. Metoda diferențială se utilizează, de exemplu, la măsurarea pierderilor în tole.

Metoda de zero (sau de compensație), se caracterizează prin aceea că diferența A de la metoda diferențială este redusă la zero prin varierea mărimii

A_0. Rezultă că A_0 trebuie să fie o măsură variabilă suficient de fin pentru a permite atingerea situației în care $A = 0$. Precizia rezultatului obținut prin această metodă depinde de precizia cunoașterii mărimii A_0 și de sensibilitatea aparatului cu care se determină anularea diferenței A. Ca de exemplu de aplicare a metodei de zero amintim măsurarea tensiunilor electrice cu compensatoarele, măsurarea mărimilor electrice cu punțile echilibrate etc.

Metoda de substituție constă în înlocuirea mărimii de măsurat A_x, existentă într-o anumită instalație de măsurare ce se află în starea S_1, cu mărimea cunoscută și variabilă A_0, care se variază pînă ce instalația ajunge în starea precedentă S_1. Altfel spus, instalația revine la starea în care aparatele de măsurat au aceeași indicație ca și în cazul cînd în instalație acționa mărimea A_x; în acest caz avem $A_x = A_0$. Această metodă este precisă, deoarece prin înlocuirea mărimii de măsurat cu cea cunoscută nu apare nici o modificare în starea și funcționarea instalației de măsurare — presupusă a funcționa fără histerezis — astfel încît precizia indicațiilor aparatelor de măsurat nu influențează rezultatul măsurării, în ipoteza că în timpul cît durează măsurarea, influența factorilor perturbatori e constantă.

Cu această metodă se fac determinări de precizie bună a rezistențelor, inductivităților și capacităților electrice.

Metoda coincidenței se caracterizează prin aceea că se compară un șir uniform de gradații sau de semnale care corespund mărimii de măsurat, cu un șir de semnale sau de gradații ale căror intervale sînt cunoscute, urmărinduse coincidențele dintre gradațiile sau semnalele celor două șiruri. Pe baza coincidențelor se determină apoi valoarea mărimii măsurate. Pe acest principiu se bazează măsurarea frecvențelor prin metoda bătăilor etc., măsurarea lungimilor cu rigla cu vernier etc.

1.9. MĂSURI ETALON

Pentru executarea măsurărilor nu este suficientă definirea unităților de măsură independente și a celor derivate. În plus este necesară realizarea materială a unităților de măsură — în primul rînd a măsurilor etalon.

În cazul mărimilor electrice și magnetice, unitățile multora dintre ele nu pot fi realizate sub forma de măsuri, adică de obiecte materiale concrete, care să reproducă în mod invariabil și exact unitatea sau valorile multiplilor sau submultiplilor unității. Astfel de mărimi se măsoară prin metode indirecte, mai precis prin măsurarea altor mărimi pentru care se pot realiza măsuri.

Mărimile electrice pentru care se pot realiza etaloane sînt rezistența, capacitatea, inductanța, intensitarea curentului electric și tensiunea electrică. Dintre acestea, etalonul unității de intensitate a curentului electric și al unității de inductanță se determină independent de alte unități electrice, ele constituind etaloanele electrice fundamentale. Celelalte etaloane (pentru rezistență, tensiune electrică și capacitate) sînt etaloane derivate din etaloanele fundamentale, deoarece valorile lor se stabilesc în funcție de valoarea etaloanelor amperului și henryului.

1.10. VALORILE UNEI MĂRIMI

Se constată experimental că nici o măsurare nu este lipsită de erori.

Cauzele erorilor care apar în măsurări sînt foarte variate. Unele se datoresc experimentatorului, depinzînd de starea sănătății, de atenția și îndemînarea cu care acesta face măsurarea; acestea se numesc erori subiective. Alte erori nu depind de observator, ci se datoresc fie unor defecte ale instalației, instrumentelor fie diferiților factori externi; acestea se numesc erori obiective. După caracter și valoare, erorile pot fi: grosolane, sistematice și accidentale.

Valoarea adevărată a unei mărimi este valoarea fără erori a unei mărimi.

Valoarea efectivă a unei mărimi este valoarea unei mărimi obținute prin măsurare cu mijloace de măsurare etalon.

Valoarea individuală măsurată a unei mărimi este valoarea obținută pentru mărimea respectivă printr-o singură operație de măsurare.

Valoarea individuală a unei mărimi este valoarea care rezultă din valoarea individuală măsurată a unei mărimi, după eliminarea erorilor sistematice (definite în continuare). Într-un șir de măsurări efectuate asupra aceleiași mărimi, în aceleași condiții, valoarea individuală se simbolizează prin x_i. Prin măsurări în aceleași condiții, se înțeleg măsurările făcute de către același observator, cu aceeași aparatură și, pe cît posibil, în aceleași condiții de procedare și de mediu înconjurător.

Valoarea medie (aritmetică) a unei mărimi este media aritmetică a valorilor individuale x_i ale unui șir de măsurări efectuate asupra aceleiași mărimi, în aceleași condiții:

$$x = \sum_{i=1}^{n} x_i / n ;$$

unde n este numărul valorilor individuale din care este compus șirul, adică numărul determinărilor luate în considerare.

1.11. ERORI DE MĂSURARE

În studiile de metrologie se definesc mai multe tipuri de erori.

Eroarea de măsurare a unei mărimi este diferența dintre valoarea adevărată a mărimii și o valoare de referință de precizie superioară primei valori.

Eroarea relativă este raportul dintre eroarea de măsurare și valoarea de referință adoptată. Eroarea relativă se poate exprima și în procente.

După caracterul lor, se disting trei categorii de erori de măsurare: erori sistematice, erori întîmplătoare, greșeli (erori grosolane).

Eroarea sistematică este eroarea care are în fiecare caz o valoare determinată (constantă sau variabilă după o lege cunoscută). Erorile sistematice cuprind erorile controlabile ale aparatelor de măsurat și ale metodelor de măsurare, ca și acelea care depind de influențele măsurabile ale mediului exterior.

După legile lor de variație, erorile sistematice pot fi de mai multe feluri: constante, variabile proporțional, variabile periodic etc.

Ca exemplu de eroare sistematică constantă se poate cita decalajul între punctul de zero și indicația zero la aparatele de măsurat cu scări gradale liniare.

Eroarea sistematică variabilă proporțională se manifestă la unele aparate cu scară liniară, de exemplu, la un ampermetru cu șunt prea mic sau prea mare sau la un voltmetru cu rezistență adițională necorectă.

Eroarea întîmplătoare este eroarea a cărei mărime și semn variază la întîmplare, într-un șir de valori măsurate asupra aceleiași mărimi, în aceleași condiții. Erorile întîmplătoare provin din fluctuațiile întîmplătoare ale indicațiilor aparatelor de măsurat, ale influențelor necontrolate ale mediului exterior sau ale atenției observatorului.

Greșeala (eroarea grosolană) este eroarea care poate fi totdeauna evitată și care provine dintr-o manipulare greșită, din alegerea nepotrivită a metodei de măsurare, din întrebuințarea unei metode de calcul neexacte etc.

Abaterile pe care le prezintă valorile unui șir de rezultate l_i, obținute din n măsurători efectuate cu aceeași precizie asupra unei mărimi, față de adevărata valoare a mărimii X, (care nu se cunoaște)

$$\Delta_i = l_i - X \quad (i = 1, \ldots n)$$

se numesc erori reale. Ca valoare de referință s-a luat, în acest caz, valoarea adevărată x.

Mărimea C_i definită prin egalitatea

$$C_i = -\Delta_i$$

se numește corecție.

Dacă se sumează egalitățile privind abaterile, se obțin:

$$\sum_{i=1}^{n} \Delta_i = \sum_{i=1}^{n} l_i - nX,$$

de unde

$$X = \sum_{i=1}^{n} l_i/n - \sum_{i=1}^{n} \Delta_i/n$$

sau:

$$X = L - \delta \quad \text{și} \quad X = L + C.$$

Mărimea L, definită prin relația

$$L = \sum_{i=1}^{n} l_i/n,$$

reprezintă media aritmetică a valorilor l obținute pentru l_i sau valoarea medie a șirului; marimea, definită prin relația:

$$\delta = \sum_{i=1}^{n} \Delta_i/n,$$

reprezintă eroarea medie aritmetică a erorilor reale sau valoarea medie a erorilor reale.

Din relația

$$\delta = L - X$$

se vede că valoarea medie a erorilor poate fi numită și eroarea mediei aritmetice, deoarece aceasta reprezintă diferența dintre media aritmetică și valoarea adevărată.

Se observă că atunci cînd n crește foarte mult, δ tinde spre zero, iar L spre X. Rezultă o concluzie practică: pentru a obține un rezultat cît mai bun, este indicat să facem un număr cît mai mare de măsurători. În cazul erorilor accidentale independente media aritmetică va fi foarte aproape de valoarea adevărată. Pentru a obține un rezultat bun, este necesar ca și precizia măsurărilor să fie cît mai bună.

Media aritmetică, așa cum arată calculul probabilităților ca și experiența, este cea mai bună valoare care poate fi considerată ca valoare adevărată, și aceasta cu atît mai exact, cu cît numărul determinărilor este mai mare.

Se poate arăta că L reprezintă valoarea care face ca suma pătratelor erorilor să fie minimă. Fie l_i valorile individuale a n măsurători; se consideră funcția:

$$S(X) = \Sigma (l_i - X)^2.$$

Derivînd pe S în raport cu variabila X, se obține:

$$S'(x) = -2\Sigma (l_i - X) \qquad S''(X) = 2n,$$

de unde rezultă că pentru

$$x_0 = \Sigma l_i/n = L$$

funcția S este minimă.

În unele calcule se consideră valorile absolute ale erorilor reale, numite erori sau abateri absolute:

$$\theta = \Sigma |\Delta_i|/n$$

se numește eroare medie.

Eroarea medie θ are o valoare mai mare decît eroarea mediei aritmetice δ; cu cît eroarea medie este mai mică, cu atît precizia operațiilor de măsurare este mai mare.

Calculul probabilităților conduce la noțiunea de eroare medie pătratică, care se definește prin relația

$$\sigma = \pm (\Sigma \Delta_i^2/n)^{1/2}.$$

Eroarea medie pătratică permite să se aprecieze precizia fiecărei măsurători individuale din întregul șir.

Între eroarea medie și eroarea medie pătratică a unui șir de valori măsurate există legătura:

$$\theta = (2/\pi)^{1/2}\,\sigma = 0{,}79788\,\sigma \qquad \sigma = (\pi/2)^{1/2}\,\theta = 1{,}25533\,\theta$$

Valoarea erorii accidentale ρ, față de care numărul erorilor de valoare mai mică este egal cu numărul erorilor de valoare mai mare, se numește eroare probabilă. Se poate arăta că $\rho = 2\sigma/3$.

Din teoria erorilor rezultă că eroarea întîmplătoare a unei măsurători individuale nu depășește triplul erorii medii pătratice $\Delta_{lim} = 3\sigma$, aceasta constituind o eroare-limită superioară.

Probabilitatea ca Δ_i să nu fie mai mare decît Δ_{lim} este de 0,9973; acestei valori i se dă numele de prag de siguranță.

Pentru aprecierea preciziei rezultatului obținut, în urma efectuării unui șir de măsurători, se calculează eroarea medie pătratică S a mediei aritmetice L, după formula:

$$S = \pm \sigma(n)^{-1/2}.$$

Calculele se efectuează asupra mediei aritmetice, întrucît aceasta reprezintă valoarea cea mai apropiată de valoarea adevărată.

1.12. TEORIA ERORILOR DE MĂSURARE

În cele ce urmează, se consideră numai erorile întîmplătoare. În general, efectuînd un număr mare de măsurări, se constată că erorile cu valori opuse au aceeași frecvență. De asemenea, frecvența erorilor care au modulul mic este mai mare decît frecvența celor care au modulul mare.

În cele ce urmează, se va arăta care este legea de distribuție a probabilității erorilor întîmplătoare, în cazul în care eroarea se datorește unor factori de eroare independenți.

În cele ce urmează se admite că se efectuează un număr mare de măsurări de aceeași precizie asupra unei mărimi date, erorile accidentale datorîndu-se unui mare număr de cauze elementare independente.

Măsurînd de n ori o mărime de valoare adevărată a, se obțin valorile a_i.

Erorile întîmplătoare sau accidentale în cele n măsurări sînt: $\Delta_i = a - a_i$.

Fie x variabila aleatoare ale cărei valori sînt erorile accidentale obținute în diversele măsurări, Erorile accidentale pot lua orice valoare reală, deci domeniul de definiție al variabile aleatoare x este R. Se admite că repartiția acestei variabile — notată $\varphi(x)$ — este continuă. Se demonstrează că

$$\varphi(x) = \frac{h}{\sqrt{\pi}} exp\,(-h^2x^2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} exp(-x^2/2\sigma^2).$$

Rezultă următoarea teoremă (Laplace și Gauss): legea de probabilitate a erorilor accidentale este o lege normală.

Variabila aleatoare x, ale cărei valori sînt erorile accidentale, are valoare medie nulă și abatere medie pătratică σ. Constanta: $h = 1/\sigma\sqrt{2}$ se numește *precizia măsurării.*

Curba care reprezintă grafic funcția $\varphi(x)$ este simetrică în raport cu axa ordonatelor și se numește *curba lui Gauss* sau colopotul lui Gauss.

Valoarea maximă este: $\varphi(0) = 1/\sigma\sqrt{2\pi} = h/\sqrt{\pi}$. Punctele de inflexiune au abscisele $\pm\sigma = \pm 1/h\sqrt{2}$.

Probabilitatea ca o eroare să fie cuprinsă între a și b este:

$$P(a < x < b) = \int_a^b \varphi(x)\,dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_a^b exp\,(-x^2/2\sigma^2)\,dx.$$

Este uzual a utiliza funcția:

$$E_2(x) = \Phi(x) = 2\int_0^x exp\,(-t^2)\,dt,$$

numită *probabilitatea integrală a erorii*. În unele tratate, acestă funcție este notată cu $erf(x)$, iar complementarea sa $1 - \Phi(x)$ cu $erfc(x)$ sau $Erf(x)$:

$$\Phi(x) = erf(x), \qquad 1 - \Phi(x) = erf(x) = Erf(x).$$

Se poate enunța următoarea teoremă. Probabilitatea ca valoarea absolută a erorii să fie cuprinsă într-un interval $[a, b]$, $a > 0$, este:

$$P(a < x < b) = (\Phi(hb) - \Phi(ha))/2.$$

1.13. RELAȚII UZUALE

Între eroarea medie pătratică a unei măsurători individuale și erorile aparente subzistă formula lui Bessel.[7]

$$\sigma = \pm\left(\sum_{i=1}^{n} V_i^2/(n-1)\right)^{1/2}$$

unde V_i sînt erorile aparente, $V_i = l_i - L$, unde L e media aritmetică.

Expresiile erorii probabile R și a erorii medii T, în funcție de erorile aparente sînt:

$$\varrho = 2/3\left(\sum_{i=1}^{n} V_i^2/(n-1)\right)^{1/2}$$

$$\theta \pm (2/\pi)^{1/2}\left(\sum_{i=1}^{n} V_i^2/(n-1)\right) = 0{,}7979\left(\sum_{i=1}^{n} V_i^2/(n-1)\right).$$

Pentru eroarea medie se poate utiliza și formula lui N. Peters:

$$\theta = \sum_{i=1}^{n} |V_i|\,(n(n-1))^{-1/2}.$$

În practică interesează, în cele din urmă, dacă se efectuează un șir de măsurări asupra unei mărimi, este rezultatul măsurărilor și eroarea care afectează acest rezultat. Formulele anterioare dau valorile erorilor asupra unei

valori măsurate (izolate) dintr-un șir de măsurători, în funcție de erorile aparente.

În practică se ia ca rezultat al măsurărilor efectuate media aritmetică L a șirului de n valori măsurate. Se arată că eroarea medie pătratică S a mediei aritmetice este de $n^{1/2}$ ori mai mică decît eroarea mediei pătratice a șirului de măsurări.

Din formulele date se pot deduce expresiile cu care se pot calcula erorile ce afectează rezultatul, în funcție de erorile aparente:

$$S = \pm (V_i^2/n(n-1))^{1/2} \qquad \text{(Formula lui Bessel)};$$

$$R = \pm (2/3)\,(V_i^2/n(n-1))^{1/2};$$

$$T = \pm (2/\pi)^{1/2}(\Sigma V_i^2/n(n-1))^{1/2};$$

$$\delta_{lim} = 3S = 3(\Sigma V_i^2/n(n-1))^{1/2}$$

sau

$$\delta_{lim} = 4{,}5R,$$

unde R reprezintă eroarea probabilă a rezultatului; T — eroarea medie și δ_{lim} — eroarea-limită posibilă asupra rezultatului.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Răduleț, *Bazele electrctehnicii. Prcbleme*, vol I, Editura didactică și pedagogică, București, 1970
2. G. Monod-Herzen, *L'analyse dimensionnelle et l'épistémologie*, Malonie Doin, Paris, 1976.
3. L A. Sena, *Units of physical quantities and their dimensions*, Mir, Moscow, 1972.
4. C. Budeanu, *Mărimi și unități în Manualul inginerului electrician*, vol I, Editura tehnică, București, 1953.
5. M. F. Malicov, *Osnovî metrcloghii*, Moskva, 1949.
6. P. Manolescu, *Măsurări electrice industriale*, vol 1, Editura tehnică, București, 1966.
7. V. Tutovan, *Introducere în măsurări electrice și magnetice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1962

2.

Etaloane

2.1. ETALOANE DE TENSIUNE

Cele mai răspîndite etaloane de tensiune sînt elementele normale * (elementele Weston), care furnizează o tensiune de referință de o singură valoare, apropiată de 1 V. Se mai utilizează etaloane de tensiune cu diode Zener, sub formă de stabilizatoare parametrice de tensiune, avînd tensiunea de ieșire cuprinsă de obicei între 5 V și 10 V. Se construiesc de asemenea etaloane de tensiune de valori multiple sau variabile în decade, prin combinarea elementului normal sau a diodei Zener cu amplificatoare electronice.

2.1.1. ELEMENTE NORMALE

Elementul normal [1]—[7] este un element galvanic cu electrodul pozitiv din mercur și electrodul negativ din amalgam de cadmiu; electrolitul este sulfat de cadmiu, iar ca depolarizant (la electrodul pozitiv) se folosește sulfat mercuros.

Recipientul este din sticlă și are de cele mai multe ori forma de *H* (fig. 2.1). Se utilizează și recipienți de alte forme, dintre care mai răspîndită este cea cilindrică (cu electrozi la cele două extremități ale cilindrului). Conexiunile la electrozi sînt executate din sîrmă de platină.

Există două variante importante ale elementelor normale; saturate și nesaturate. La elementele normale saturate electrolitul conține cristale de $CdSO_4 + 8/3\ H_2O$, care fac ca soluția să fie saturată în tot intervalul temperaturilor de lucru. La elementele normale nesaturate electrolitul este o soluție de $CdSO_4 + 8/3\ H_2O$ nesaturată la $+20°C$, dar care devine saturată la o temperatură în jurul lui $+4°C$. Proprietățile elementelor normale saturate

* In conformitate cu documentele CEI (Comisia Electrotehnică Internațională), nu se recomandă folosirea termenului „element Weston" pentru elementul mercur-cadmiu. Termenul adoptat în limba română este acela de „element normal".

și ale celor nesaturate diferă în mare măsură între ele; elementele saturate sînt mai stabile, în schimb elementele nesaturate au un coeficient de temperatură al tensiunii electromotoare mult mai mic.

Elementele normale se împart în clase de precizie după variația maximă în timp a tensiunii electromotoare. În tabelul 2.1, sînt arătate variațiile admise

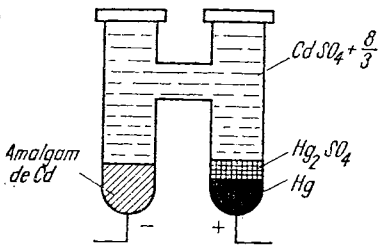


Fig. 2.1. Element normal

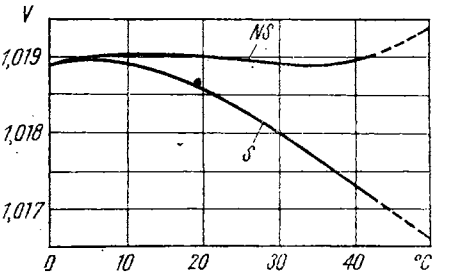


Fig. 2.2. Variația tensiunii electromotoare cu temperatura, la elemente normale saturate (curba *S*) și la elemente normale nesaturate (curba *NS*)

pentru elementele normale de diferite clase, precum și limitele între care se află valoarea tensiunii electromotoare. Elementele normale de clase 0,0002 și 0,0005 se utilizează rar, numai în cazuri în care este necesară o stabilitate deosebită a tensiunii electromotoare. Valoarea tensiunii electromotoare diferă ușor (în limitele indicate în tabelul 2.1.) de la un element la altul, datorită prezenței de impurități în substanțele componente sau altor cauze; valoarea respectivă este însă foarte constantă în timp, așa cum rezultă din tabelul 2.1.

Tensiunea electromotoare a elementelor normale depinde de temperatură. În figura 2.2 sînt arătate curbe tipice de variație cu temperatura pentru ele-

Tabelul 2.1 **Clase de precizie și parametri ai elementelor normale**

Tipul elementului normal	Clasa de precizie	Valoarea tensiunii electromotoare, în V, la temperatura +20°C	Variația admisă a tensiunii electromotoare, în μV	
			în trei zile	într-un an
Saturat	0,0002	1,01854... 1,01870	1	2
	0,0005		2,5	5
	0,001		5	10
	0,002		10	20
	0,005		20	50
	0,01		35	100
Nesaturat	0,002	1,0188... 1,0196	10	20
	0,005		20	50
	0,01		35	100
	0,02		70	200

mentele saturate și pentru elementele nesaturate, în plaja de temperaturi +4 ... +43,4°C [1]. În jutul temperaturii de +20°C variația tensiunii electromotoare a elementelor normale saturate este dată de relația

$$E_t = E_{20} - 0{,}0000406(t - 20) - 0{,}00000095(t - 20)^2 + \\ + 0{,}00000001(t - 20)^3 \tag{2.1}$$

unde

t reprezintă temperatura elementului, în °C;
E_t — tensiunea electromotoare la temperatura t, în volți;
E_{20} — tensiunea electromotoare la temperatura +20°C, în volți.

Dacă precizia necesară este mai redusă, se poate folosi și formula.

$$E_t = E_{20} - 0{,}00004(t - 20) - 0{,}000001(t - 20)^2 \tag{2.2}$$

cu aceleași notații.

În imediata vecinătate a temperaturii de +20°C, variația tensiunii electromotoare poate fi condiserată liniară, cu un coeficient de temperatură negativ, de aproximativ −40 μV/°C.

Variația cu temperatura la elementele normale nesaturate este mult mai mică decît la cele saturate. O formulă aproximativă care redă această variație este

$$E_t = E_{20} - 0{,}000005(t - 20) \tag{2.3}$$

Coeficientul de temperatură este deci în jurul lui −5 μV/°C.

Trebuie precizat că atît la elementele saturate cît și la cele nesaturate, formulele date sînt valabile numai dacă ambii electrozi sînt exact la aceeași temperatură. O diferență de temperatură de 1°C între electrozi produce o variație de circa 700 μV a tensiunii electromotoare la elementele saturate, respectiv de circa 400 μV la cele nesaturate.

Elementele normale supuse variațiilor de temperatură prezintă fenomene de histerezis, cu revenire relativ lentă. Astfel, la o variație de +5°C a temperaturii și apoi revenire la temperatura inițială, tensiunea electromotoare poate diferi de cea inițială cu 20 ... 200 μV după 1 zi, cu 2 ... 10 μV după 3 zile și cu 1 ... 3 μV după 10 zile.

Un alt parametru important al elementelor normale este rezistența internă. Ea depinde de suprafața electrozilor, de compoziția electrolitului etc. În mod obișnuit, rezistența internă a elementelor normale este între 200 Ω și 2000 Ω. În general, prin aceasta se înțelege rezistența internă în curent continuu (corespunzătoare unor variații lente ale curentului prin element); rezistența internă în curent alternativ depinde de frecvență și este, de regulă, mai mică decît cea în curent continuu. De cele mai multe ori, rezistența internă crește cu timpul.

[1]) Elementele normale nu se pot folosi în afara acestui interval de temperatură. La temperaturi sub +4°C există pericolul unor transformări ireversibile în interiorul elementului, iar la temperaturi peste +43,4°C se formează monohidratul $CdSO_4 + H_2O$ care persistă ca cristal metastabil și la temperaturi mai joase.

Rezistența de izolație a bornelor elementului normal trebuie să aibă o valoarea relativ ridicată. O rezistență de izolație de 1000 MΩ produce o variație a tensiunii la borne de circa 1 μV.

În cursul utilizării lor, elementele normale trebuie să debiteze curentul minim posibil. În general, se admite un curent debitat de 1 μA pentru elementele saturate și de 10 μA pentru elementele nesaturate. Debitarea unor curenți mai mari produce variații ale tensiunii elementului, a cărui revenire poate dura mai multe zile. După unii autori, elementele normale își revin complet în cîteva zile chiar după un scurtcircuit între borne cu durata de cîteva secunde.

Se presupune că șocurile și vibrațiile mecanice produc variații relativ mari ale tensiunii electromotoare la elementele normale. În ultimul timp, se consideră însă că aceste efecte sînt neglijabile și că variațiile tensiunii în urma transportării unui element sînt datorite aproape exclusiv efectelor de histerezis termic.

Constructiv, se deosebesc elemente normale de laborator, în carcase și prevăzute cu borne de conectare, și elemente normale incorporabile, ca elemente de circuit, în diverse aparate, de obicei în execuție miniaturală, cu conexiuni care se lipesc cu cositor, Majoritatea elementelor normale de fabricație modernă sînt construite astfel încît să poată funcționa în orice poziție; în acest scop, fie se folosesc dopuri sau diafragme pentru imobilizarea electrozilor, fie se adaugă electrolitului particule care împiedică deplasarea substanțelor componente ale elementului.

2.1.2. ETALOANE DE TENSIUNE CU DIODE ZENER

Diodele Zener se utilizează, în circuite de stabilizatoare parametrice de tensiune, ca etaloane de tensiune în locul elementelor normale [8]—[13]. Caracteristica curent-tensiune a diodei Zener (fig. 2.3) prezintă o porțiune de rezistență dinamică relativ mică (de obicei, între 2 Ω și 20 Ω), utilizabilă pentru obținerea de tensiuni cu stabilitate de ordinul 10^{-5} și coeficient de temperatură pînă la 0,1%/°C.

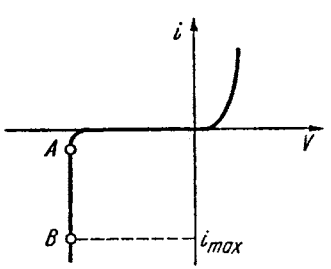


Fig. 2.3. Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener; A B porțiune utilizată pentru stabilizarea tensiunii

Se folosesc îndeosebi scheme cu două etaje de stabilizare și scheme în punte (fig. 2.4). Se prevede o compensare a variației tensiunii Zener cu temperatura, prin diode în sens direct în serie cu dioda Zener sau cu ajutorul unor termistoare. Se fabrică și diode Zener compensate termic (diode de referință), cu coeficienți de temperatură care ajung la 10^{-5}/°C și chiar la 10^{-6}/°C,

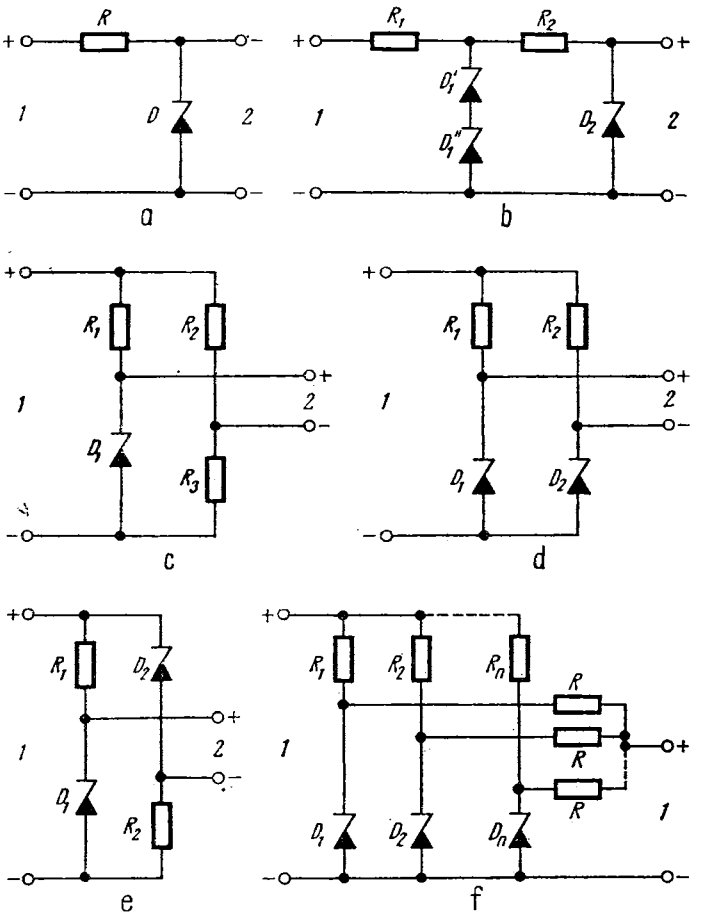


Fig. 2.4. Scheme cu diode Zener, folosite în etaloane de tensiune:

a — schema cu un etaj; *b* — schema cu două etaje; *c* — schema în punte, cu o singură diodă, pentru compensarea rezistenței diferențiale a diodei; *d* — schema în punte cu două diode, folosind diferența tensiunilor celor două diode; *e* — schema în punte cu două diode, folosind media aritmetică a tensiunilor celor două diode; *f* — schemă în care tensiunea de ieșire este media aritmetică a tensiunilor a *n* diode; *1* — borne de aplicare a tensiunii de alimentare; *2* — borne unde se obține tensiunea stabilă

Combinînd dioda Zener cu un amplificator operațional [14], [15], se obțin caracteristici deosebit de bune (fig. 2.5).

Amplificatorul stabilizează curentul prin dioda Zener și asigură, în același timp, o rezistență de ieșire foarte mică. Se obțin performanțe care merg pînă la stabilitate anuală de 0,001%, coeficient de temperatură sub 0,0001%/°C, abaterea tensiunii de ieșire de la valoarea nominală sub 0,001%, curent debitat 0...10 mA, rezistența de ieșire sub 0,005Ω. Se fabrică asemenea surse de tensiune stabilă, sub formă de circuit integrat, cu sau fără alimentare incorporată, prevăzute cu protecție pentru caz de scurtcircuit.

2.1.3. ETALOANE DE TENSIUNE REGLABILĂ ÎN TREPTE

Schema generală de principiu a acestor etaloane este cea din fig. 2.6. Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional este

$$V \approx \frac{R_2}{R_1} V_{ref} \tag{2.4}$$

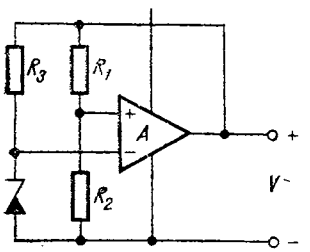


Fig. 2.5. Etalon de tensiune cu diodă Zener și amplificator operațional; R_1 R_2 — rezistoare de reacție; R_3 — rezistor pentru alimentarea diodei

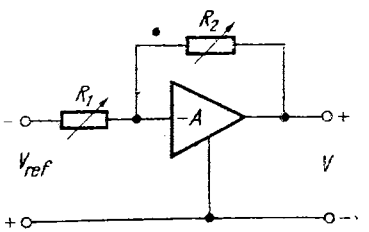


Fig. 2.6. Schema generală a unui etalon de tensiune variabilă R_1, R_2 — rezistoare reglabile, de precizie, care determină raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare; V_{ref} — tensiune de referință, stabilă; V — tensiune stabilă, reglabilă

dacă amplificarea este suficient de mare, Cu R_1 de valoare fixă (sau comutabil) și R_2 variabil în decade, se poate acoperi un interval larg de tensiuni, de exemplu între 0...1000 V, cu o variație practic oricît de fină (de obicei 5, 6 sau 7 decade). Prin alegerea corespunzătoare a raportului V_{ref}/R_1, valoarea tensiunii furnizate poate fi citită direct, în volți (sau milivolți, microvolți) pe indicatoarele decadice ale lui R_2. Stabilitatea tensiunii V depinde de stabilitatea tensiunii de referință V_{ref} și a rezistențelor R_1, R_2. Tensiunea de referință este furnizată de obicei de o diodă Zener. În multe asemenea aparate rezistorul R_2 are decadele compuse din valori proporționale cu 1, 2, 4, 4 („în cod binar-zecimal"), cu mici rezistoare ajustabile în serie cu fiecare element, ceea ce permite autocalibrarea sistemului, cu mare precizie și rapid.

În plus, mai este necesară etalonarea în raport cu un element normal etalon, într-un singur punct; pentru ajustare, se reglează în acest caz rezistența R_1.

Pe lîngă elementele din fig. 2.6, aparatele mai sînt prevăzute cu circuite de protecție (care întrerup circuitul de ieșire, la o anumită valoare prestabilită a curentului de sarcină), comutator de polaritate, circuite pentru autocalibrare etc.

Performanțele obișnuite ale acestui tip de etalon sînt: stabilitate în timp (o lună sau trei luni) între 0,001...0,01%; coeficient de temperatură 0,0001 ... 0,001%/°C; variația tensiunii din gol în plină sarcină 0,0001 ... 0,002%; curent de ieșire maxim 10 ... 50 mA; tensiunea de ieșire pînă la 1000 V, reglabilă în trepte de 10 μV, 1 μV sau chiar 0,1 μV.

2.2. ETALOANE DE REZISTENȚĂ

Etaloanele de rezistență sînt rezistoare speciale, construite astfel încît rezistența lor să fie stabilă în timp și să prezinte variații cît mai mici cu temperatura, cu umiditatea, cu frecvența (pentru etaloanele folosite în curent alternativ), cu modul de conectare în circuit etc. [16]—[20].

Stabilitatea în timp și față de variațiile de temperatură depind în primul rînd de materialul din care este confecționat rezistorul, dar și de construcția lui. Stabilitatea față de umiditate și independența de frecvență depind numai de construcție.

Se deosebesc rezistoare dipolare, tripolare și cuadripolare (sau cu 2 borne, cu 3 borne, respectiv cu 4 borne) (fig. 2.7). Rezistorul dipolar este caracterizat prin rezistența definită ca raportul dintre tensiunea între bornele 1, 2 și curentul prin oricare din borne (se presupune că curenții la cele două borne sînt egali.

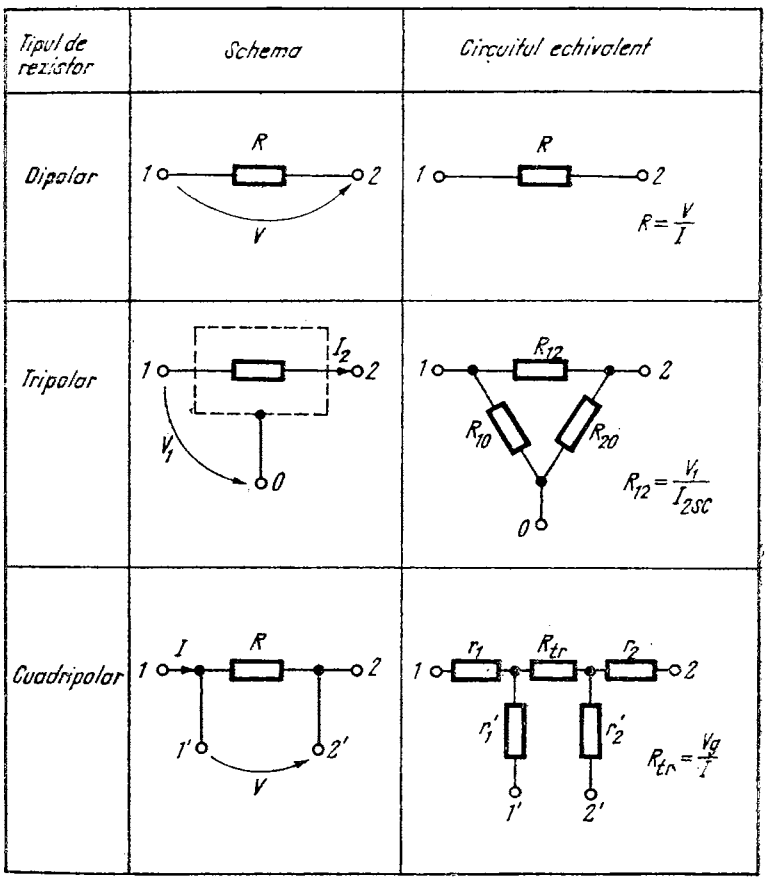


Fig. 2.7. Tipuri de rezistoare etalon și circuitele lor echivalente

în valoare absolută). Rezistorul dipolar este afectat de influența unor elemente parazite (fig. 2.8.) ca: rezistența de izolație între borne, rezistențele de izolație față de masă, rezistențele de contact la borne: influența rezistențelor de izolație se resimte în special în cazul rezistențelor de valori mari, iar influența rezistențelor de contact se resimte în special în cazul rezistențelor de valori mici.

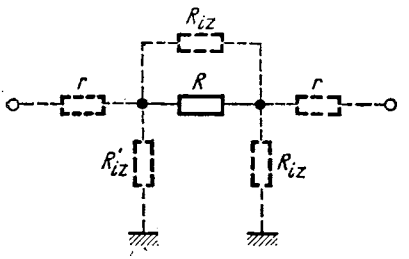


Fig. 2.8. Elementele parazite ale unui rezistor în curent continuu

Rezistorul tripolar elimină influența rezistențelor de izolație față de masă, folosind o a treia bornă 0* (bornă neutră sau bornă de masă). Parametrul care caracterizează rezistorul tripolar este rezistența directă (rezistența parțială) R_{12}, definită ca raport între tensiunea V_{10} aplicată între bornele 1, 0 și curentul I_{20} între bornele 2,0 presupuse în scurtcircuit (sau V_{20}/I_{10} cu 1 și 0 în scurtcircuit). Orice rezistență R_{10} între borna 1 și masă, sau R_{20} între borna 2 și masă, nu influențează parametrul R_{12}.

Rezistorul cuadripolar elimină influența rezistențelor de contact la borne (și a rezistențelor de conexiune), folosind patru borne 1, 1', 2, 2' numite borne de curent (1, 2) și borne de tensiune (1', 2'). Parametrul care caracterizează rezistorul cuadripolar este rezistența de transfer definită ca raport între tensiunea dintre bornele de tensiune, presupuse în gol, și curentul prin bornele de curent (presupunînd că curenții la cele două borne de curent sînt egali, în valoarea absolută). Orice rezistență, adăugată în serie fie cu bornele de tensiune, fie cu bornele de curent, nu influențează rezistența de transfer astfel definită.

Practic, rezistoarele etalon peste 100 000 Ω se construiesc ca rezistoare tripolare, iar rezistoarele etalon sub 1000 Ω ca rezistoare cuadripolare. Dacă este suficientă o precizie mai scăzută, oricare din acestea se poate folosi și ca rezistor dipolar.

2.2.1. MATERIALE PENTRU REZISTOARE ETALON

Principalele cerințe care se impun materialelor conductoare utilizate în rezistoarele etalon sînt: (1) stabilitate în timp; (2) variație mică a rezistivității cu temperatura; (3) rezistență mare la coroziune, oxidare sau alte acțiuni chimice; (4) rezistivitate mare; (5) tensiune termoelectromotoare mică față de cupru (pentru aplicații de c.c.) [21]. Nici unul din aliajele utilizate curent în acest scop nu satisfac în egală măsură toate aceste cerințe.

În tabelul 2.2 sînt date cîteva aliaje folosite cel mai frecvent în realizarea rezistoarelor etalon. Cel mai răspîndit dintre ele este manganina, compusă din aprox. 84% cupru, 12% mangan și 4% nichel. Curba rezistivitate-tem-

Tabelul 2.2 **Aliaje folosite pentru rezistoarele etalon**

Denumirea aliajului	Componente principale	Rezistivitate Ω mm²/m	Tensiunea termoelectromotoare față de cupru μV/°C	Coeficient de temperatură α °C^{-1}
Manganină	Cu, Mn, Ni	0,44	2...3	$(1...2)\cdot 10^{-5}$
Constantan	Cu, Ni	0,48	38...42	$1\cdot 10^{-5}$
Evanohm	Cu, Al, Cr, Ni	1,30	2	$(0,5...2)\cdot 10^{-5}$
Karma	Fe, Al, Cr, Ni	1,30	2	$(0,5...2)\cdot 10^{-5}$

peratură a manganinei (fig. 2.9) are un maximum situat între 15°C și 45°C, astfel încît variația rezistivității cu temperatura în jurul temperaturii de 20°C. este relativ mică și puternic neliniară. Ea se exprimă de obicei sub forma)

$$\rho_t = \rho_{20}[1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2] \qquad (2.5$$

unde

ρ_t reprezintă rezistivitatea la temperatura t;
ρ_{20} — rezistivitatea la temperatura de 20°C;
t — temperatura în °C
α, β — coeficienți de temperatură.

Valoarea coeficientului α este în limitele $\pm 2\cdot 10^{-5}$ °C^{-1}, iar a lui β între $-0,3\cdot 10^{-6}$ ... $-0,8\cdot 10^{-6}$°C^{-2}.

Constantanul are unele proprietăți superioare față de manganină, dar tensiunea termoelectromotoare a sa față de cupru este mare. De aceea, se folosește numai la rezistoare care funcționează în curent alternativ.

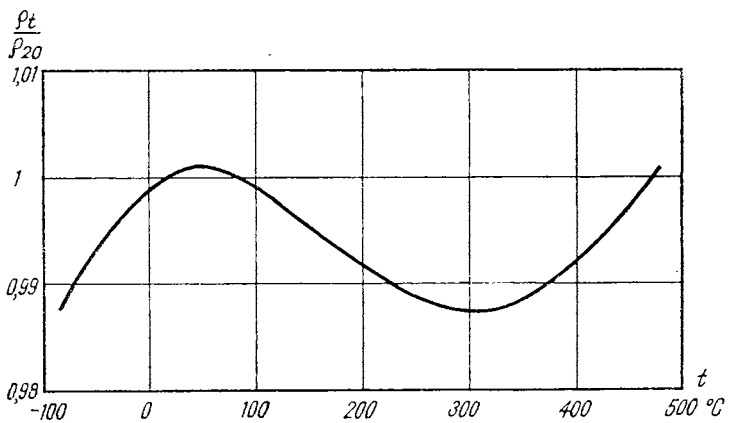


Fig. 2.9. Curba rezistivitate-temperatură a manganinei

Aliajele „Evanohm" și „Karma", de proveniență mai recentă, precum și „Nikrothal" similar acestora, au avantajul unei rezistivități de circa trei ori mai mari decît manganina, celelalte proprietăți fiind asemănătoare manganinei. Ele se folosesc tot mai mult la rezistoarele etalon de la 100 Ω în sus.

Trebuie precizat că poziția maximului curbei rezistivitate-temperatură, la toate aceste aliaje, depinde — în afară de compoziție — și de modul de prelucrare și tratamentul termic aplicat. Printr-un control riguros al acestor parametri, se poate obține anularea coeficientului α la orice temperatură dorită, astfel ca într-un interval de temperatură variația rezistivității să fie foarte mică,

2.2.2. PARAMETRI PRINCIPALI AI REZISTOARELOR ETALON

Rezistoarelor etalon li se atribuie clasa de precizie în conformitate cu tabelul 2.3. Clasa de precizie indică abaterea maximă admisibilă, în procente, a rezistenței la 20°C față de valoarea nominală, de obicei de forma $10^n\Omega$, unde n este între -5 și $+9$. Pentru fiecare clasă de precizie se admite o variație anuală maximă a rezistenței.

În cursul măsurării, rezistoarele nu trebuie supuse unui curent mai mare decît cel care produce o putere disipată de 0,01 W în aer, respectiv 0,1 W în ulei. Fac excepție rezistoarele speciale, construite pentru puteri mai mari.

Nu există prescripții cu privire la valorile coeficienților de temperatură α, β ai rezistenței. Se cere însă ca aceste valori să fie specificate individual, pentru fiecare rezistor etalon în parte, în certificatul însoțitor.

Rezistența de izolație între bornele rezistorului și carcasa metalică (sau suprafața carcasei nemetalice) trebuie să fie suficient de mare, pentru a nu afecta valoarea rezistenței propriu-zise. Valorile admisibile ale rezistenței de izolație sînt indicate în tabelul 2.4.

Tabelul 2.3 **Clase de precizie și parametri ai rezistoarelor etalon**

Clasa de precizie a rezistorului	Abaterea maximă a valorii rezistenței față de valoarea nominală	Variația maximă a rezistenței în cursul unui an
0,001	±0,001%	±0,0002%
0,002	±0,002%	±0,0005%
0,005	±0,005%	±0,001%
0,01	±0,01%	±0,002%
0,02	±0,02%	±0,005%
0,05	±0,05%	±0,02%

Tabilul 2.4 **Rezistența de izolație a rezistoarelor etalon**

Clasa de precizie a rezistorului	Rezistența de izolație minimă, în ohmi, la rezistoare cu valori nominale de						
	$10^{-3}...10^3$	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9
0,01	10^{10}	10^{10}	10^{10}	—	—	—	—
0,01	10^9	5.10^9	10^{10}	—	—	—	—
0,05	10^8	10^9	5.10^9	10^{11}	10^{12}	10^{13}	10^{14}

În curent alternativ raportul tensiune/curent care definește rezistența rezistorului etalon conduce la o impedanță. Ca parametru principal al rezistorului etalon în curent alternativ se consideră componenta rezistivă a acestei impedanțe, denumită rezistență în c.a. a rezistorului. Raportul dintre componenta reactivă și componenta rezistivă a acestei impedanțe reprezintă tangenta unghiului de fază φ al rezistorului. Valoarea tangentei unghiului de fază φ variază cu frecvența, la frecvențe nu prea înalte fiind practic proporțională cu frecvența.

Se utilizează deseori și noțiunea de constantă de timp a rezistorului, definită astfel

$$\tau = \frac{|\operatorname{tg} \varphi|}{\omega} \tag{2.6}$$

unde φ este unghiul de fază al rezistorului, luat la o frecvență nu prea înaltă. În acest fel, constanta de timp τ este independentă de frecvență. Constanta de timp a rezistoarelor etalon este de ordinul 10^{-5} ...10^{-8} s, depinzînd de construcția, valoarea rezistenței etc.

Rezistența în c.a. a rezistorului variază în general cu frecvența, într-un mod complicat, care depinde de construcția rezistorului. Pentru măsurări de precizie, prezintă interes abaterea relativă a rezistenței

$$\frac{R_{ca} - R_0}{R_0} = \frac{\Delta R}{R_0} \tag{2.7}$$

unde R_{ca} este rezistența la o anumită frecvență, iar R_0 este rezistența în curent continuu.

Trebuie precizat că τ și $\Delta R/R_0$ sînt parametri independenți ai rezistorului; în general, din cunoașterea unuia nu se poate deduce nici o concluzie asupra valorii celuilalt.

2.2.3. ETALOANE DE REZISTENȚĂ PENTRU UTILIZARE ÎN C.C.

Sînt rezistoare de construcție specială, pentru a asigura o cît mai bună stabilitate [16] — [19]. Rezistoarele de rezistență mică (1 Ω și mai mică) sînt din sîrmă groasă sau bară de manganină, suficient de rigidă, fără carcasă izolantă; după o recoacere în mediu inert la cca 500°C, lipsite de tensiuni mecanice, au o stabilitate excepțională în timp. Rezistoarele de la 10 Ω în sus sînt bobinate pe suporturi metalice sau din ceramică; la acestea este practic imposibil să se elimine stările de tensiune, ceea ce conduce la oarecari variații ale rezistenței în timp. Construcțiile cele mai bune sînt cele care folosesc carcase cilindrice sau plate, din materiale cu coeficient de dilatare egal cu al sîrmei de rezistență.

Sîrma de rezistență este izolată cu email, mătase sau cu amîndouă. După bobinare se execută un tratament termic și apoi impregnare.

Există două variante de rezistoare etalon: închise și deschise. Rezistoarele închise au elementul de rezistență introdus într-o incintă etanșă (de obicei, un cilindru metalic dublu). La rezistoarele deschise elementul de rezistență este în contact direct cu mediul exterior (aer sau ulei); aceste rezistoare au o stabilitate mai redusă, din cauza influenței variațiilor de umiditate.

Rezistoare de construcție obișnuită se construiesc pînă la 1 MΩ. Între 1...1000 MΩ există rezistoare din „microsîrmă", un conductor de manganină extrem de subțire, izolat în sticlă [22]; performanțele acestor rezistoare sînt aproape la fel de bune ca și ale celor de rezistență mai mică.

Pentru valori peste 1 GΩ nu există rezistoare etalon stabile. Pot fi folosite în acest scop rezistoare din compoziție pe bază de carbon, închise ermetic în baloane de sticlă; de valori pînă la 1 TΩ, acestea au o stabilitate de 0,1... ...0,5%/an, dar variază cu tensiunea aplicată și au un coeficient de temperatură relativ mare.

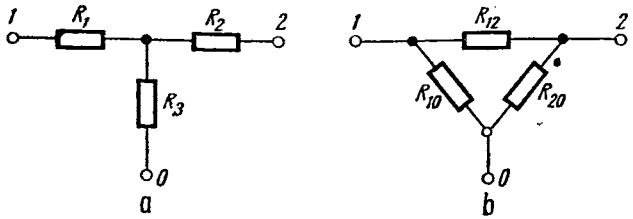


Fig. 2.10. Rezistor etalon de rezistență mare, compus din elemente de rezistență mai mică

a — schema; *b* — circuitul echivalent

O posibilitate de a realiza rezistoare etalon de valori foarte mari, dar numai în conexiune tripolară (cu trei borne), este utilizarea a trei rezistoare de valori mai mici, conectate în stea (fig. 2.10). Rezistența directă R_{12} între bornele 1—2 se obține prin transformarea stea-triunghi

$$R_{12} = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} \tag{2.8}$$

sau, dacă $R_1 \gg R_3$ și $R_2 \gg R_3$

$$R_{12} \approx \frac{R_1 R_2}{R_3} \tag{2.9}$$

De exemplu, dacă $R_1 = R_2 = 10^7\ \Omega$ și $R_3 = 10^4\ \Omega$, rezultă $R_{12} \approx 10^{10}\ \Omega$. Pe acest principiu se realizează etaloane pînă la $10^{16}\ \Omega$, utilizabile la verificarea aparatelor de măsurat rezistențe foarte mari.

2.2.4. ETALOANE DE REZISTENȚĂ PENTRU UTILIZARE ÎN C.A.

Acestea trebuie, pe lîngă condițiile impuse celor de c.c., să îndeplinească o serie de alte condiții [20], pentru ca variația cu frecvență $\Delta R/R_0$ și constanta de timp τ să nu fie excesiv de mari: bobinaje speciale de inductanță și capacitate mică, părți metalice cît mai subțiri și nu prea apropiate de elementul rezistiv, ecranare, părți dielectrice cu pierderi mici etc.

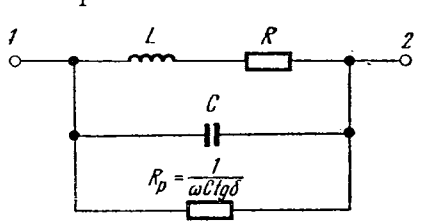


Fig. 2.11. Schema echivalentă a unui rezistor dipolar în curent alternativ

În c.a. intervin, pe lîngă rezistențele parazite, și inductanțe și capacități parazite (fig. 2.11). Pentru rezistorul dipolar, o schemă echivalentă simplificată conține rezistența propriu-zisă, în serie cu in-

ductanța echivalentă a înfășurării L și în paralel cu o capacitate echivalentă C și o rezistență de pierderi echivalentă. Cu neglijarea unor termeni mici, rezultă

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \omega^2(2LC - C^2R) - \omega CR \operatorname{tg} \delta \tag{2.10}$$

$$\tau = \left| \frac{L}{R} - CR \right| \tag{2.11}$$

unde tg δ este tangenta unghiului de pierderi al dielectricului (o valoare medie, ținînd seama de materialul de impregnare a bobinajului, suport, borne etc.). Se observă că rezistența în c.a. poate să crească sau să scadă cu frecvența; în multe cazuri influența termenului ωCR tg δ este predominantă (în special la rezistențe peste 1000 Ω) și rezistența în c.a. scade cu frecvența. Constanta de timp depinde de L și de C; la rezistențe mici predomină efectul lui L iar la rezistențe mari predomină efectul lui C (de regulă, cele două efecte sînt de același ordin la rezistențe de zeci sau sute de ohmi).

Pentru rezistorul tripolar, o schemă echivalentă acceptabilă este cea din fig. 2.12, în care capacitatea față de masă este considerată uniform distribuită. Pentru acest caz rezultă

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \omega^2\left[2L\left(C - \frac{1}{6}C_p\right) - R^2\left(C^2 + \frac{1}{120}C_p^2\right)\right] - \omega CR \operatorname{tg} \delta \tag{2.12}$$

$$\tau = \left| \frac{1}{R}\left(L + \frac{1}{6}C_pR^2\right) - CR \right| \tag{2.13}$$

Se observă că capacitatea față de masă C_p micșorează rezistența echivalentă în c.a., iar asupra constantei de timp acționează în sens invers decît capacitatea directă C, avînd aceeași influență ca și o inductanță egală cu $C_pR^2/6$. Această proprietate poate fi folosită pentru compensarea efectului capacității C asupra constantei de timp.

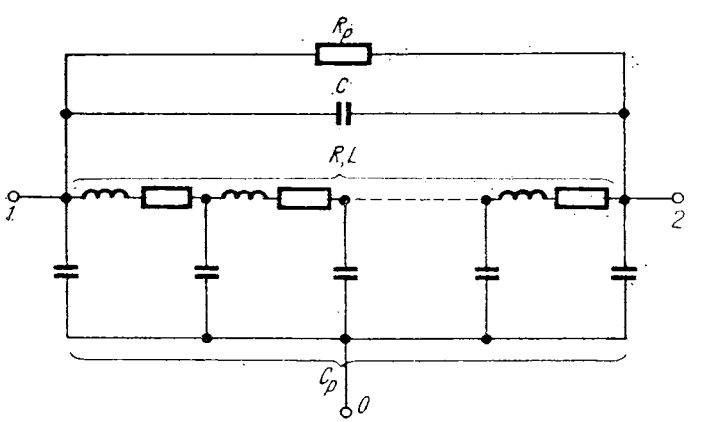


Fig. 2.12. Schema echivalentă a unui rezistor tripolar în curent alternativ

Rezistența în c.a. și constanta de timp mai sînt influențate de curenții turbionari induși în piesele metalice ale rezistorului și de efectul pelicular în conductor. Aceste efecte însă se manifestă, de obicei, numai la frecvențe mai înalte decît frecvența maximă de utilizare a rezistoarelor etalon construite pentru c.a.

Rezultă că principalii parametri care determină comportarea rezistoarelor etalon în c.a. sînt L, C, C_p și tg δ. Neglijînd, în primă aproximație, efectele lui C_p și tg δ, se vede că efectele lui L și C sînt contrare și se pot compensa, pentru a anula fie variația ΔR, fie constanta τ; nu se poate însă obține anularea simultană a lui ΔR și τ, întrucît condițiile respective sînt diferite ($2L = R^2C$, sau $L = R^2C$), Singura soluție este de a se micșora atît L cît și C. În acest scop, se folosesc diferite moduri de bobinare, care reușesc să mențină atît inductanța parazită, cît și capacitatea parazită la valori satisfăcătoare.

2.3. ETALOANE DE CAPACITATE

Etaloanele de capacitate [23] — [31] sînt utilizate pe scară largă în măsurările electronice, uneori fiind superioare etaloanelor de rezistență în ce privește stabilitatea, comportarea la frecvențe înalte, elementele reziduale etc.

Principalele cerințe care se impun condensatoarelor etalon sînt stabilitatea în timp, variații mici ale capacității cu temperatura și cu frecvența, independență de modul de conectare în circuit. Stabilitatea în timp și față de variațiile de temperatură se realizează prin construcție corespunzătoare și materiale dielectrice de bună calitate. Pentru micșorarea dependenței de frecvență se iau măsuri care vor fi discutate la pct. 2.3.4. În ce privește influența modului de conectare în circuit, se pun cîteva probleme de principiu.

Prezența unui obiect conductor (aparat, mîna operatorului etc.) învecinat influențează capacitatea unui condensator, iar apropierea pămîntului complică și mai mult situația (fig. 2.13). Remediul este ecranarea condensa-

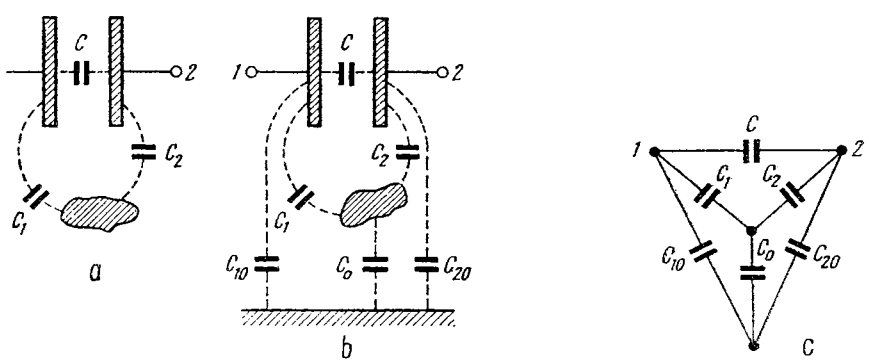


Fig. 2.13. Capacități parazite în cazul unui capacitor neecranat:

a — în vecinătatea unui obiect conductor; *b* — în vecinătatea unui obiect conductor și a pămîntului; *c* — schema echivalentă pentru cazul *b*.

torului, astfel încît ecranul să îmbrace complet armăturile condensatorului (fig. 2.14). La capacități suficient de mari ale condensatorului (de exemplu, peste 10 000 pF), influența capacității firelor de conexiune poate fi eliminată prin măsurare dublă (cu și fără condensator) sau folosind conectoare speciale. În cazul capacităților mai mici soluția utilizată curent este aceea a condensatorului tripolar (condensator cu trei borne), cu ecranul izolat de armături. Aceste condensatoare pot fi construite astfel încît conductoarele de conexiune, presupuse ecranate, nu afectează capacitatea directă C_{12}. Condensatoarele tripolare permit realizarea de capacități C_{12} oricît de mici, univoc determinate și cu pierderi foarte mici. În plus, ele au avantajul că sînt perfect aditive la conectarea în paralel.

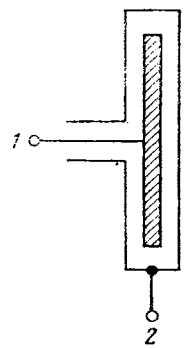


Fig. 2.14. Capacitor ecranat

2.3.1. CONDENSATOARE ETALON CU DIELECTRIC GAZOS

Aceste condensatoare se construiesc de cele mai multe ori cu ecranul izolat de armături, putînd fi folosite în conexiune cu trei borne (sau conexiune C_{12}) și în conexiune cu două borne (sau conexiune $C_{12} + C_{20}$) dacă ecranul se leagă la armătura 1.

Armăturile sînt construite din plăci metalice intercalate, fixate de masă (ansamblul părților metalice în contact electric cu ecranul) prin izolatoare din cuarț sau alt material stabil mecanic. Izolatoarele sînt astfel plasate încît să se afle în cîmpul electric corespunzător capacităților C_{10} și C_{20}; cîmpul corespunzător capacității C_{12} este lipsit de dielectrici solizi.

Stabilitatea în timp a acestor condensatoare este determinată de deformările pe care le suferă părțile componente (armăturile, izolatoarele, piesele de susținere etc.), de modificarea compoziției și proprietăților gazului dielectric și de alterarea suprafeței armăturilor metalice.

Pentru eliminarea deformărilor, construcția condensatoarelor de mare precizie este deosebit de îngrijită, cît mai rigidă, cu piese lipsite complet de tensiuni interne.

La condensatoarele neermetizate, avînd ca dielectric aerul, o influență importantă o are umiditatea aerului: o variație de 10% a umidității relative a aerului produce o modificare cu 0,002% a capacității. În afară de aceasta, capacitatea variază și datorită influenței umidității aerului asupra straturilor de oxid de la suprafața armăturilor. Condensatoarele etalon de bună calitate sînt închise în cutii ermetizate, umplute cu un gaz inert (de obicei azot) uscat; la acestea, se înlătură și cauzele impurificării suprafeței armăturilor.

Coeficientul de temperatură al capacității este de obicei de $1 \ldots 2.10^{-5}/°C$, determinat de coeficientul de dilatare al metalului din care este confecționat condensatorul. Uneori se utilizează metale diferite, pentru compensarea variațiilor cu temperatura, dar rezultatele nu sînt totdeauna satisfăcătoare; în plus la variații de temperatură rezultă modificări relativ mari ale capacității,

care dispar numai după instaurarea unui echilibru perfect de temperatură (de obicei după 6 ... 12 ore).

Pierderile condensatoarelor cu dielectric gazos provin în special de la peliculele imperfect conductoare de pe suprafața armăturilor. La frecvențe înalte poate interveni și rezistența serie a conexiunilor.

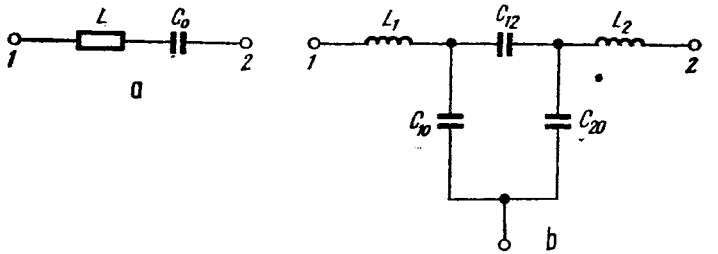


Fig. 2.15. Schema echivalentă la frecvențe înalte:
a — a unui capacitor dipolar; *b* — a unui capacitor tripolar

Comportarea cu frecvența a acestor condensatoare este determinată practic exclusiv de inductanța parazită a sistemului (fig. 2.15). În cazul unui condensator dipolar capacitatea la frecvența $f = \omega/2\pi$ este

$$C = \frac{C_0}{1 - \omega^2 L C_0} \tag{2.14}$$

deci capacitatea crește cu frecvența, creșterea relativă fiind aproximativ $\omega^2 L C_0$ pentru frecvențe nu prea mari.

În cazul condensatorului tripolar creșterea corespunzătoare cu frecvența este aproximativ $\omega^2 L_1(C_{10} + C_{12}) + \omega^2 L_2(C_{20} + C_{12})$ sau, dacă $L_1 = L_2 = L/2$, creșterea este $\omega^2 L\left(\frac{C_{10} + C_{20}}{2} + C_{12}\right)$. Practic L este de ordinul 0,1 μH independent de valoarea lui C_{12}, astfel că frecvența maximă de utilizare a condensatorului este determinată de capacitatea lui; de exemplu, dacă $C_{12} = 1000$ pF și $C_{10} = C_{20} = 50$ pF, capacitatea efectivă crește cu 0,01% la 155 kHz, iar dacă $C_{12} = 10$ pF și $C_{10} = C_{20} = 50$ pF, aceeași creștere are loc la 480 kHz.

Cele mai bune condensatoare etalon cu dielectric gazos sînt realizate din aliaj special cu coeficient de dilatare foarte mic (invar), închise etanș și umplute cu azot uscat. Valorile nominale ale capacității C_{12} sînt 1000 pF, 100 pF, 10 pF, cu variația anuală a capacității de maximum 0,001%, coeficient de temperatură de cca. 0,0002%/°C și tg δ (tangenta unghiului de pierderi) sub $5 \cdot 10^{-6}$ [25]. Se fabrică condensatoare similare și de capacități mai mici (1 pF și mai mici), respectiv mai mari (10 000 pF).

Condensatoarele variabile se folosesc mai rar ca etaloane, din cauza preciziei lor mai reduse (cel mult 0,1%) și a intervalului mai restrîns de capacități realizabile.

2.3.2. CONDENSATOARE ETALON CU DIELECTRIC SOLID

Materialele folosite ca dielectric în aceste condensatoare trebuie să prezinte stabilitate bună a proprietăților electrice și mecanice, variație mică a permitivității cu temperatura, tg δ mică, absorbție dielectrică redusă. Materialul care realizează cel mai bun compromis în ce privește aceste calități este mica. Ea se folosește pentru construirea condensatoarelor etalon între 1 nF și 1 μF, în două variante: cu armături intercalate și cu armături sub formă de peliculă metalică depusă pe foaia de mică. Cele mai bune condensatoare cu mică sînt de tipul cu armături peliculare, supuse unui tratament special de îmbătrînire și închise ermetic.

Stabilitatea anuală a condensatoarelor cu mică poate fi între 0,001% ... 0,01%, coeficientul de temperatură este pînă la 3.10^{-5}/°C, iar tg δ între 0,0001 ... 0,0003 la frecvențe de la 100 Hz la 1000 Hz. La condensatoarele neermetizate se observă o influență destul de puternică a umidității aerului, uneori cu o întîrziere de cîteva săptămîni sau luni față de momentul variației umidității.

Capacitatea condensatoarelor cu mică variază cu frecvența din două cauze: fenomenul de absorbție dielectrică și inductanța parazită. Absorbția dielectrică produce o scădere a capacității cu frecvența, care se manifestă pînă într-un punct unde devine predominantă creșterea capacității datorită inductanței parazite (fig. 2.16); variația capacității cu frecvența are un minim, la o frecvență cu atît mai mică cu cît capacitatea este mai mare.

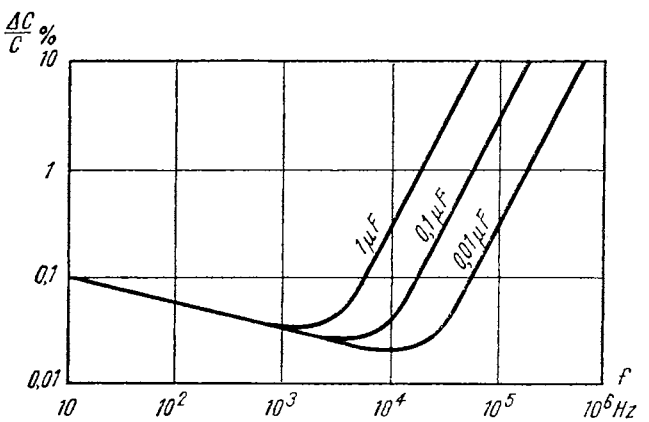


Fig. 2.16. Variația cu frecvența a capacității unor capacitoare cu dielectric din mică

Un alt material folosit frecvent ca dielectric în condensatoare etalon este polistirenul plasticizat (stiroflex). Stabilitatea în timp a polistirenului este puțin inferioară față de mică, coeficientul de temperatură al permitivității este relativ mare: $-14 \cdot 10^{-5}$/°C, în schimb pierderile sînt foarte reduse (tg δ = = 0,0001 ... 0,0002) și absorbția dielectrică mai slabă decît la mică. În plus,

rezistența de izolație este foarte ridicată (peste 10^{12} Ω pentru un condensator de 1 μF).

Condensatoare cu polistiren se fabrică de la 1 nF la 100 μF, cu precizii de 0,1 ... 1% și stabilitatea anuală de 0,01 ... 0,05%.

Atît condensatoarele cu mică cît și cele cu polistiren se fabrică și sub formă de cutii de capacități în decade.

Condensatoare etalon de stabilitate excepțională se realizează cu dielectric de cuarț topit [30], [31]. Placa de cuarț topit este acoperită cu argint sau aur, pentru formarea armăturilor și introdusă în atmosferă neutră, fără contact cu mediul exterior. Se fabrică asemenea condensatoare cu capacități de 10 pF și 100 pF, avînd stabilitatea anuală între 10^{-6}... 10^{-7}. Ele servesc ca etaloane de mare precizie, în laboratoare metrologice.

2.3.3. CONDENSATOARE ETALON PENTRU FRECVENȚE ÎNALTE

Pentru a putea fi utilizate la frecvențe înalte, de exemplu între 1 ... 100 MHz, la realizarea condensatoarelor etalon trebuie rezolvate două probleme: reducerea la minimum a inductanței parazite și utilizarea unui mod de conectare care să elimine capacitățile suplimentare la punctul de conexiune (acestea devin importante, întrucît la frecvențe înalte interesează în primul rînd capacitățile mici, pînă la 1000 pF).

Reducerea inductanței parazite se face prin construcții speciale. Una din variantele răspîndite este construcția coaxială [32], cu conductorul de conexiune de grosime mare; la aceste condensatoare, inductanța parazită este între 5 ... 10 nH. Variația tipică a capacității unor asemenea condensatoare, cu frecvența, este arătată în fig. 2.17.

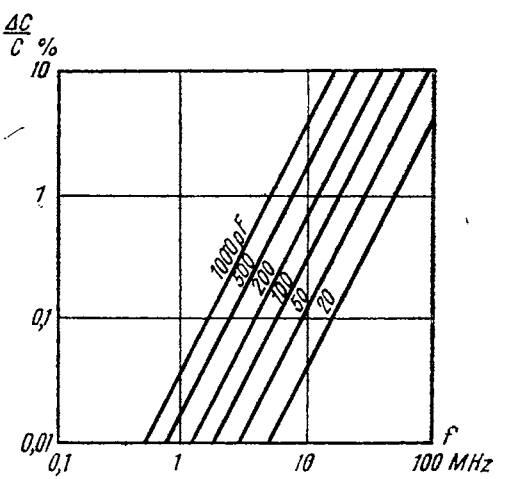


Fig. 2.17. Variația cu frecvența a capacității unor capacitoare coaxiale

Conectarea în circuit se face cu ajutorul unui conector coaxial de precizie, care poate asigura o repetabilitate a capacității de 0,001 pF sau chiar mai bună. Evident, condensatoare tripolare nu sînt utile la frecvențe înalte, deci rezolvarea problemei capacității de conectare pe această cale nu este posibilă.

Precizia acestor condensatoare este de cca. 0,1%, stabilitatea în timp de 0,05%, coeficientul de temperatură de 1 ... 2.10^{-5}/°C. Ele se etalonează la o frecvență joasă, iar valoarea capacității la frecvențe înalte se determină aplicînd corecția $\omega^2 LC_0$.

Etaloane de capacitate de precizie foarte bună pot fi realizate cu ajutorul liniilor coaxiale de referință [33], constituite din segmente de linie

coaxială rigidă, asamblate prin conectoare coaxiale de precizie; capacitatea acestora este cunoscută cu precizie de 0,01 ... 0,05%, iar variația ei cu frecvența poate fi calculată precis.

2.4. ETALOANE DE INDUCTANȚĂ ȘI DE FACTOR DE CALITATE

Etaloanele de inductanță [34]—[36] sînt mai puțin folosite decît etaloanele de capacitate, deoarece oferă o reactanță mult mai "impură": au rezistența reziduală mare și variază puternic cu frecvența. De aceea, se preferă ca etalon de reactanță condensatoarele etalon care, prin metode de rezonanță, pot fi comparate ușor cu orice reactanță inductivă.

2.4.1. ETALOANE DE INDUCTANȚĂ PENTRU FRECVENȚE JOASE

Pentru frecvențe pînă la 10 kHz se folosesc etaloane de inductanță sub forma unor bobine de inductanță de construcție specială. Acestea trebuie să aibă o bună stabilitate în timp, variație mică cu temperatura, rezistență cît mai mică, variație cît mai mică cu frecvența și independență a inductanței de curentul prin bobină. În plus, este avantajos ca cîmpul magnetic exterior al bobinei să fie cît mai redus.

Cele mai uzuale sînt bobinele cilindrice, cu înfășurare în straturi suprapuse, pe carcase de marmură, porțelan, lemn sau material plastic. Stabilitatea acestora în timp depinde de proprietățile mecanice ale carcasei și de modul de bobinare: pe carcase de marmură sau porțelan se obțin stabilități anuale mai bune decît 0,01%, cu coeficient de temperatură de 1 ... 2.10^{-5}/°C. Factorul de calitate $Q = \omega L/R$ este între 2 și 20 la frecvențe pînă la 1 kHz. Folosind materiale complet nemagnetice pentru carcasă, inductanța practic nu depinde de curent.

Variația cu frecvența este datorită capacității repartizate a bobinei, care poate fi echivalată cu o capacitate între borne (fig. 2.18). Efectul altor elemente, precum și al modului de conexiune (dipolar sau tripolar) este de obicei neglijabil.

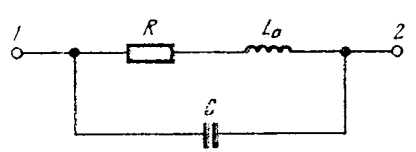


Fig. 2.18. Schema echivalentă a unui inductor

Inductanța la o frecvență oarecare este dată de

$$L = \frac{L_0}{1 - \omega^2 L_0 C} \qquad (2.15)$$

unde L_0 este capacitatea în c.c., iar C este capacitatea proprie echivalentă a bobinei. Deci creșterea relativă a inductanței cu frecvența este aproximativ $\omega^2 L_0 C$. Metoda recomandată pentru determinarea capacității C este prin intermediul frecvenței de rezonanță proprie a bobinei [37]:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L_0} \qquad (2.16)$$

Trebuie precizat însă că, datorită caracterului repartizat al capacității C, valoarea de mai sus nu este riguros egală cu cea din formula de corecție (valoarea corectă este puțin mai mică); de exemplu, în ipoteza repartizării uniforme a capacității C între spirele bobinei, valoarea corectă este de cca. 82% din cea de mai sus.

Valori tipice ale capacității C sînt între 20 ... 150 pF. De exemplu, inductanța unei bobine cu $L_0 = 1$ H și $C = 100$ pF este cu cca. 0,4% mai mare la 1 kHz decît la frecvența zero.

Etaloanele de inductanță de precizie maximă sînt bobinate pe carcasă toroidală. Ele au un cîmp magnetic exterior practic nul, în schimb rezistența lor este de cîteva ori mai mare decît a bobinelor cilindrice de aceeași inductanță.

La utilizarea etaloanelor de inductanță de valori mici trebuie acordată o atenție specială conexiunilor. Dacă este necesar, se fac măsurări duble, scăzîndu-se inductanța conexiunilor din rezultat.

Mai puțin precise sînt cutiile de inductanță, care folosesc de multe ori bobine cu miez feromagnetic, avînd inductanța variabilă pînă la 1 H sau 10 H, în trepte de 0,1 mH sau mai mari. Precizia este 0,5 ... 2%, cu variații suplimentare de 1 ... 2% cu curentul, iar factorul de calitate Q este între 20 ... 500.

2.4.2. ETALOANE DE INDUCTANȚĂ PENTRU FRECVENȚE ÎNALTE

La frecvențe înalte (peste 100 kHz) se pot realiza ușor bobine de inductanță cu factor de calitate ridicat ($Q = 100 \ldots 600$). Un alt avantaj este posibilitatea ecranării electromagnetice, care elimină complet cuplajul cu elemente de circuit exterioare.

Pentru frecvențe pînă la 70 MHz se folosesc serii de bobine etalon de diferite inductanțe, cu parametrii dați pentru frecvențe fixe. Valorile inductanței sînt astfel încît la frecvența de referință, capacitatea de acord este de 100 ... 500 pF (uneori mai mică, în cazul frecvențelor peste 10 MHz). La aceleași frecvențe este dată și valoarea factorului de calitate Q. În general, precizia inductanței este de 1 ... 2%, iar a factorului de calitate de 5%.

BIBLIOGRAFIE

1. Hamer, W. J. *Standard cells — their construction, maintenance and characteristics.* National Bureau of Standards Monograph 84, 1965, Washington D.C.
2. Vincent, G.D. *The construction and characteristics of standard cells.* In: IRE Trans. Instrumentation I — 7 nr. 3—4, dec. 1958 p. 221—234.
3. Fröhlich, M. *Das Weston Normalelement.* în: Archiv für Technische Messen, ian. 1963 p. 141—144
4. Cristescu, V. *Elemente Weston.* în: Metrologia aplicată 8 nr. 1, ian. 1961 p. 28—36

5. Gruzsniczki, F. *Considerații asupra unor factori care influențează calitatea elementelor Weston.* în: Metrologia aplicată 17 nr. 12, dec. 1970 p. 565—569
6. Miles, F. A. *Standard and reference cells.* în: Instruments and Control Systems 44 nr. 10, oct. 1971 p. 41—42
7. Rayner, G. H. *Electrical standards: construction, qualities, care and maintenance.* în: Precision electrical measurements in industry. Edited by I.R. Thompson. Butterworths, London, 1965 p. 10—20
8. Banga, J. *Zener diodes and their application in reference units.* în: Brit. Comm. and Electronics 8 nr. 10, oct. 1961 p. 760—764
9. Eicke, W. G. *Commentaire sur l'utilisation des diodes de Zener comme étalons de tension.* Comité Consultatif d'Electricité, 10-e session, 1963. Gautier-Villars, Paris, p. 25—28
10. Millea, A., Popescu R. *Aplicații ale diodelor Zener.* în: Metrologia aplicată 10 nr. 9, sep. 1963 p. 402—411
11. Schlesok, W. *O sursă de tensiune foarte constantă cu diode Zener,* în: Metrologia aplicată 14 nr. 2, feb. 1967 p. 49—51
12. Millea, A., Popescu, R. *Sursă de tensiune de referință cu diode Zener, pentru înlocuirea elementelor Weston.* În: Automatica . și electronica 9 nr. 3, mar. 1965 p. 113—117
13. Sișchin, V. M. *Novaia schema obrazțovoi merî napriajenia na stabilitronah.* în: Trudî metrologliceskih institutov SSSR vîp. 98 (158), Izd. Standartov. Moskva 1968, p. 16—21
14. Koep, K. *Solid-state voltage standards.* în: Instruments and Control Systems 45 nr. 10, oct. 1972 p. 57—58
15. Hineman, E., Robertson, J. *Solid-state voltage references.* în: Instruments and Control Sytems 44 nr. 3, mar. 1971 p. 69—72
16. Thomas, J. L. *Precision resistors and their measurement.* în: Precision measurement and calibration vol. 1, Washington D.C. 1961
17. Easton, I. G. *Electronic measurement standards.* în: Electron. Ind. 22 nr. 6, iun. 1963 p. E11—E14
18. Dunn, A. F. *Increased accuracy for resistance measurements.* în: IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement IM-15 nr. 4, dec. 1966 p. 220—226
19. Brooks, P. P. B. *Calibration procedures for direct-current resistance apparatus.* National Bureau of Standards Monograph 39, 1962, Washington D. C.
20. Arnold, A. H. M. *Alternating-current resistance standards.* în: Proc. IEE Pt. II, 100, 1953 p. 319—325
21. Peterson , P. R. *Alloys for precision resistors.* în: Precision electrical measurements, London, Her Majesty's Stationery Office, 1955
22. Jutovski, V. L. *Obrazțcvîe merî bolșcvo elektriceskovo soprotivlenia.* în: Izmeritelnaia Tehnika 1971 nr. 1, ian. p. 42—44
23. * * * *Standard capacitors and their accuracy in practice. National Physical Laboratory.* Notes on applied science. London, Her Majesty's Stationery Office, 1961
24. Garton C. G. *The characteristics and errors of capacitors used for measurement purposes.* J. Inst. Electric. Engrs. 93, 1946, Pt. II, p. 405—411
25. Millea, A. *Metode și aparate de precizie pentru măsurarea capacității electrice. I. Condensatoare etalon și condensatoare de precizie.* În: Metrologia aplicată 13 nr. 5, mai 1966 p. 209—216
26. Moon, C., Sparks, C. M. *Standards for low values of direct capacitances.* în: J. Res. N.B.S.. 41 nr. 4, dec. 1958 p. 497—504
27. Clothier, W. K. *A fixed gas-dielectric capacitor of high stability.* în: J. Inst. Electr. Engr. 101, 1954, Pt. II p. 453—459
28. Ford, L. H. *Stability of some reactance standards.* în: J. Sci. Instr. 37. 1960 p. 463—465
29. Hersh, J. F. *A highly stable reference standard capacitor.* în: The General Radio Experimenter 37 nr. 8, aug. 1963 p. 1—8
30. Cutkosky, R. D. *Improved ten-picofarad fused silica capacitor.* în: J. Res. N.B.S. 69C nr. 3, iul.-sep. 1965 p. 173—179

31. Abenaim, D., Hersh, F. J. *New fused-silica-dielectric 10 and 100 picofarad capacitors and a system for their measurement* in: IEEE Trans. Instrumentation and Measurement IM-19 nr. 4, dec. 1970 p. 302—307
32. Orr, R. W. *Capacitance standards with precision connector*. in: The Greneral Radio Experimenter 41 nr. 9, sep. 1967 p. 3—6
33. Harris, I.A., Spinney, R.E. *The realization of high frequency impedance standards using air-spaced coaxial lines*. in: IEEE Trans. Instrumentation and measurement IM-13 nr. 4, dec. 1964 p. 265—272
34. Rayner, G. H. *Inductance standards and calibration of measuring inductors*. in: Precision electrical measurements, London, Her Majesty's Stationery Office, 1955
35. Lamson, H. W. *A new series of standard inductors*, in: The General Radio Experimenter, 27 nr. 6, nov. 1952 p. 1—5
36. Hersh, J. F. *New standard inductors*. in: The General Radio Experimenter 34 nr. 10, oct. 1960 p. 6—9
37. Blechschmidt, F. *Prazisionsmessungen von Kapazitaten, Induktivitaten und Zeitkonstanten*. F. Vieweg, Braunschweig, 1956

3.

Elemente componente ale aparaturii de măsură electronice

3.1. ELEMENTE COMPONENTE ANALOGICE

În această secțiune se vor discuta acele elemente care prelucrează și indică în mod continuu (rezoluție teoretic infinită) semnalele de măsură precum și elementele care asigură obținerea de tensiuni și curenți (în regim variabil sau continuu) pentru testare sau alimentare.

3.1.1. AMPLIFICATOARE DE MĂSURĂ

Utilizarea unor amplificatoare în diverse aparate electronice se impune în următoarele scopuri: creșterea puterii unui anumit semnal electric, asigurarea unei anumite impedanțe de generator, limitarea automată la anumite valori ale tensiunii sau curentului pentru protecția sarcinii, realizarea unei anumite caracteristici de transfer liniare sau neliniare, realizarea unor caracteristici de frecvență date, asigurarea unei rejecții de mod comun corespunzătoare, etc.

Neglijînd reacțiile interne parazite un amplificator se poate reprezenta ca în fig. 3.1 *a*, *c* sau 3.1 *b*, *d* în funcție de condițiile $Z_0 \ll Z_L$, respectiv $Z_0 \gg Z_L$. Elementele Z_0 și Z_i sînt impedanțele de ieșire și de intrare ale amplificatorului, Z_L și Z_g impedanțele de sarcină și de generator iar V_g, I_g sînt semnalele de generator. Se preferă o prezentare ca în fig. 3.1 *a*, *d* sau 3.1 *b*, *c* în funcție de condițiile $Z_g \ll Z_i$, respectiv $Z_g \gg Z_i$. Trecerea de la o configurație la alta se face utilizînd teoremele Thevenin și Norton. Corespunzător celor patru cazuri se definesc amplificările: de tensiune (V_0/V_g), de curent (I_0/I_g), transimpedanță (V_0/I_g), transadmitanță (I_0/V_g).

Din punct de vedere constructiv amplificatoarele de măsură pot fi integrate, hibride sau cu componente discrete.

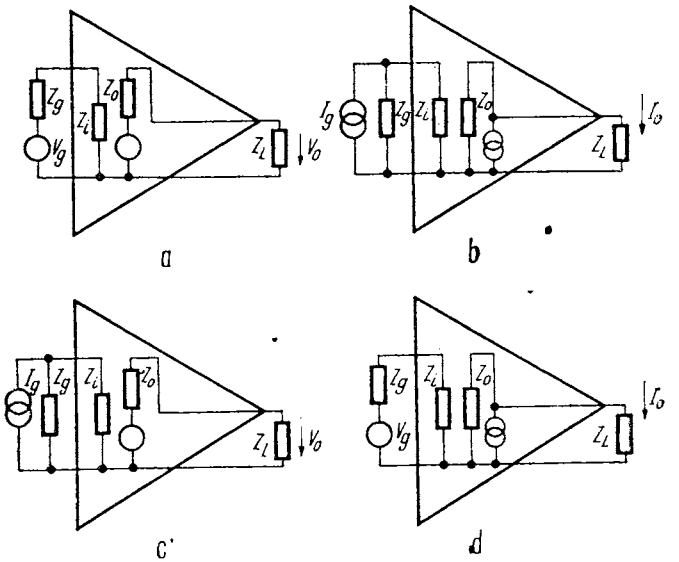


Fig. 3.1. Reprezentarea unui amplificator:
a — de tensiune; *b* — de curent; *c* — transimpedanță; *d* — transadmitanță.

Amplificatoare cu reacție negativă. În aparatura de măsură și control se folosesc adesea amplificatoare cu reacție negativă, care prezintă caracteristici de transfer bine precizate și stabile.

Amplificatoarele fără reacție pot fi reprezentate sub forma unei scheme diferențiale ca în fig. 3.2, unde s-au făcut notațiile: a' și a'' — amplificările corespunzătoare unor tensiuni V_i' și V_i'' aplicate pe intrările neinversoare și respectiv inversoare; Z_i' și Z_i'' — impedanțele de intrare de mod comun ale celor două intrări; Z_i și Z_0 impedanțele de intrare diferențială și de ieșire. Amplificatoarele folosite pot avea două intrări ($a' \approx a''$) sau o singură intrare, caz în care rămîne valabilă schema din fig. 3.2, dacă se consideră egalitățile $Z_i'' = \infty$ și $a' = Z_i' = 0$. Pentru un amplificator cu două intrări se definește factorul de rejecție pe mod comun (CMR) ca fiind raportul dintre cîștigul diferențial $(a' + a'')/2$ și cîștigul pe mod comun $(a' - a'')$. În general se respectă condiția $CMR \gg 1$.

Pentru amplificatoarele diferențiale (fig. 3.3 *a*, *c*), și pentru cele cu o intrare (fig. 3.3 *b*, *c*) se pot închide bucle de reacție negativă de tip serie sau șunt la intrare, conform fig. 3.3 *a*, *b* sau respectiv fig. 3.3 *c* [1, 3, 5, 14, 28]. Notînd cu $a = a' \approx a''$ (pentru un amplificator cu două intrări) sau $a = a''$ (pentru un amplificator cu o intrare) amplificarea în buclă deschisă, și cu A' amplificarea în buclă închisă, în ipoteza $Z_0 \ll (Z_f, Z_e) \ll Z_i \ll (Z_i', Z_i'')$, se obțin cîștigurile

pentru fig. 3.3 *a*

$$A' = A/(1 + A/a - 1/CMR); \qquad A = 1 + Z_f/Z_e \tag{3.1}$$

pentru fig. 3.3 *b*

$$A' = A/(1 + A/a); \quad A = 1 + Z_f/Z_e \tag{3.2}$$

pentru fig. 3.3 *c*

$$A' = -A/(1 + A/a); \quad A = Z_f/Z_e \tag{3.3}$$

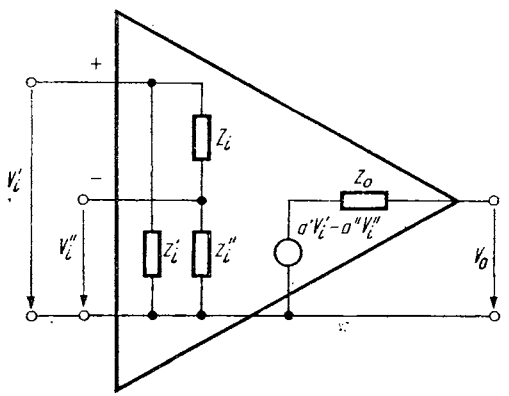


Fig. 3.2. Amplificator diferențial

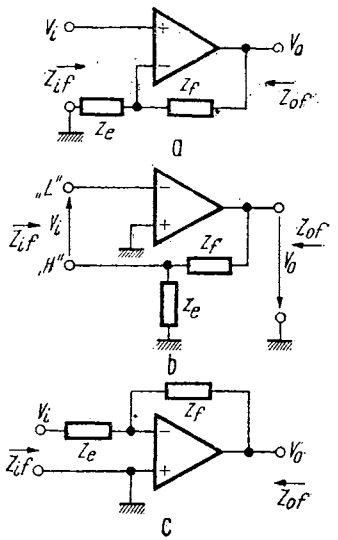


Fig 3.3. Amplificator cu reacție negativă:
a, b — de tip serie la intrare; *c* — de tip șunt la intrare.

Impedanța de intrare cu reacție are expresiile
pentru fig. 3.3 *a*

$$Z_{if} \approx Z_i(1 + a/A) \parallel Z_i' \tag{3.4}$$

pentru fig. 3.3 *b*

$$Z_{if} = Z_i(1 + a/A) \tag{3.5}$$

pentru fig. 3.3 *c*

$$Z_{if} = Z_e + Z_i \parallel Z_f/(1 + a) \tag{3.6}$$

În toate cazurile impedanța de ieșire cu reacție este de forma:

$$Z_{0f} \approx Z_0 A/a \tag{3.7}$$

Schemele din fig. 3.3 prezintă reacție șunt la ieșire și în consecință au rezistența de ieșire (cu reacție) mică. Atunci cînd sînt necesare rezistențe de ieșire mari (cazul generatoarelor de curent) se folosesc amplificatoare cu reac-

ție serie la ieșire [1, 28]. În fig. 3.4 se prezintă un generator de curent constant ($I_0 = E/R$), folosit în multimetre.

În cazul unor impedanțe Z_e și Z_f constante (cu tensiunea aplicată), neliniaritatea caracteristicii de transfer a unui amplificator fără reacție se reduce în cazul reacției, distorsiunile introduse asupra unei tensiuni sinusoidale amplificate scăzînd de un număr de ori egal cu a/A (față de situația fără reacție). În cazul unui amplificator de bandă largă în buclă deschisă, prin închiderea buclei frecvența minimă scade și cea maximă crește de un număr de ori egal cu a/A, rezultînd o extindere a benzii [3, 10, 14].

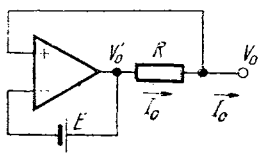


Fig. 3.4. Generator de curent constant

O problemă specială o reprezintă stabilitatea amplificatoarelor cu reacție negativă [2, 5, 10, 14]. În condițiile în care defazajul termenului A/a atinge sau depășește 180° la frecvența f_1 pentru care $|A(f_1)|/|a(f_1)| = 1$, atunci amplificatorul poate oscila parazit. În astfel de cazuri se introduc corecții de frecvență. Stabilitatea se poate studia cu diagrama Nyquist, cu diagrame Bode, cu metoda locului rădăcinilor, etc.

3.1.2. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

Amplificatoarele de curent continuu se folosesc pe scară largă în aparatura de măsură și control, în majoritatea cazurilor fiind sub formă de circuite integrate sau hibride.

Parametrii amplificatoarelor de curent continuu. Referitor la o schemă de tipul celei din fig. 3.2 se definesc următorii parametri [1, 2, 8, 29].

Curentul de polarizare. Pentru funcționarea corectă a amplificatorului cu două intrări sînt necesari doi curenți de intrare I'_B și I''_B (curenți de bază sau de poartă ai perechii diferențiale de tranzistoare de la intrare, în cazul amplificatoarelor cu cuplaj direct). Curentul de polarizare se definește ca media $(I'_B + I''_B)/2$. Pentru amplificatoarele cu o singură intrare (v. fig. 3.3 *b*, *c*) curentul de polarizare este I''_B.

Decalajul. Pentru a obține o tensiune continuă, nulă, la ieșirea amplificatorului, la una din intrări trebuie aplicat un generator de tensiune V_{DI} (cealaltă intrare fiind la masă). Valorile V_{DI} și $I_{DI} = I''_B - I'_B$, măsurate la temperatura ambiantă, desemnează tensiunea respectiv curentul de decalaj (pentru un amplificator cu două intrări) raportate la intrare.

Deriva. Variațiile parametrilor V_{DI}, I_{DI}, I_B desemnează derivele de tensiune (ΔV_{DI}), de curent (ΔI_{DI}), de curent de polarizare (ΔI_B). Deriva poate fi definită în raport cu variația temperaturii, cu variația tensiunii de alimentare (ΔE) și uneori cu timpul. Raportul $\Delta V_{DI}/\Delta E$ se numește factor de rejecție al tensiunilor de alimentare (SVR).

Zgomotul. Considerînd intrarea amplificatorului în scurtcircuit sau gol, la ieșire apare o tensiune de zgomot, care raportată la intrare, simulează generatoare de zgomot, de tensiune și de curent (precizate în general în valori eficace).

Cîștigul diferențial în buclă deschisă (a) este reprezentat de raportul $V_0/(V_i' - V_i'')$ (v. fig. 3.2). Se specifică valoarea parametrului a în curent continuu, iar uneori se redă forma curbei $a(f)$.

Factorul de rejecție pe mod comun (*CMR*) este raportul dintre cîștigul diferențial și cel pe mod comun, considerate în buclă deschisă (v. și secțiunea 3.1.1).

Banda de trecere la cîștig unitar reprezintă banda de trecere la 3dB în montaj repetor (aproximativ egală cu frecvența f_t, la care amplificarea în buclă deschisă devine unitară).

Viteza de variație a semnalului de ieșire (*SR*) reprezintă viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire (în V/μs) pentru un semnal treaptă la intrare, în condițiile unor anumite rețele de reacție și de compensare.

Timpul de stabilire (t_s) reprezintă intervalul de timp după care tensiunea de ieșire atinge valoarea finală cu o anumită toleranță specificată, la intrare fiind aplicat un impuls treaptă.

Alți parametri sînt: impedanțele de intrare (Z_i) și de ieșire (Z_0), tensiunea maximă de ieșire, valorile maxime admisibile ale tensiunilor de intrare și de alimentare, etc.

Protecția amplificatoarelor de curent continuu. Pe intrarea amplificatoarelor pot fi aplicate tensiuni mult mai mari decît cele admisibile; pentru a evita distrugerea etajelor de intrare se folosesc protecții cu diode.

În cazul fig. 3.5 *a*, tensiunea maximă are valoarea $V_{i\,max} = V_{zd} + V_{zi}$ (care trebuie să fie mai mică decît tensiunea maxim admisibilă de mod comun), unde V_{zd}, V_{zi} sînt tensiunile pe o diodă Zener în sens direct și invers. După depășirea valorii V_{imax} de către V_i, amplificatorul își crește brusc factorul de amplificare (D_3 și D_4 se deschid, scurtcircuitînd rezistorul R_e) și intră în limi-

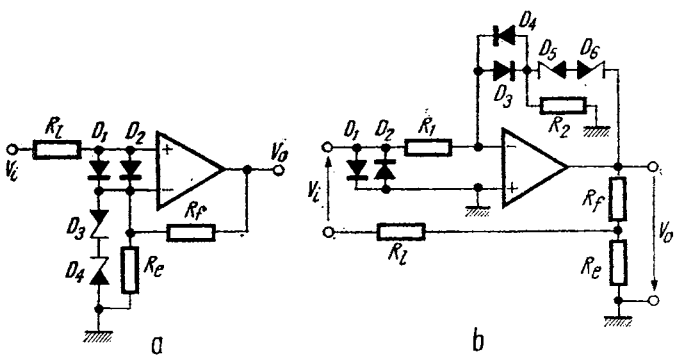


Fig. 3.5. Amplificatoare de c.c. protejate:
a — cu diode la intrare; *b* — cu diode la intrare și în bucla de reacție.

tare. Tensiunea V_i crescînd în continuare, se deschide una din diodele (cu siliciu) D_1 sau D_2, limitînd la valoarea $V_d = 0{,}6 - 0{,}7$ V tensiunea de intrare diferențială. Rezistorul R_1 are rol de limitare a curentului prin diode.

În fig. 3.5 *b* este prezentat un amplificator, care atacat cu o tensiune mai mare, își scade cîștigul și rămîne în regim liniar, asigurînd astfel viteze de reve-

nire foarte mari. Atunci cînd semnalul V_i depășește o valoare maximă $V_{i\,max} = V_d + V_{zd} + V_{zt}$, diodele Zener și una dintre diodele D_3 și D_4 se deschid, amplificarea scăzînd la o valoare foarte mică (aproape zero). Ca urmare se deschid și diodele D_1, D_2; curentul prin ele este limitat de rezistorul R_l.

În [1] sînt prezentate diferite protecții. Pentru frecvențe înalte rezistorul R_l se conectează în paralel cu o capacitate care să permită trecerea unor semnale rapide; altfel, filtrul format din R_e și capacitatea de intrare a circuitului ar forma un filtru trece-jos, care ar tăia frecvențele înalte.

În ambele circuite din fig. 3.5 se observă conectarea diodelor între puncte a căror diferență de potențial în regim normal este extrem de mică; prin aceasta se reduce efectul curenților reziduali ai diodelor.

Probleme specifice amplificatoarelor de curent continuu [6]. Deoarece amplificatoarele trebuie să disipe putere, în circuitele lor apar gradiente de temperatură. Diferențe mici de temperatură, de ordinul a cîtorva grade, pot crea probleme serioase prin apariția unor tensiuni termoelectrice parazite. La contactul dintre terminalele pieselor și plăcile de circuit imprimat, la releele "reed", etc., pot apare materiale diferite în contact (de exemplu covar cu cupru); se formează joncțiuni, care puse la temperaturi diferite, generează tensiuni termoelectrice. O diferență de 1°C între două astfel de joncțiuni poate duce la o diferență de potențial de 150 μV. Ca atare, pentru amplificatoarele de mare sensibilitate se impune ca etajele de intrare să fie de mică putere, localizate pe suprafețe mici și închise (pentru a nu permite curenți de aer); în acest mod se reduc gradientele termice și variația lor.

În cazul unor perechi de tranzistoare discrete, diferențe mici de temperatură între joncțiuni duc la derive suplimentare; de exemplu, pentru tranzistoare bipolare (cu siliciu) cu putere disipată maximă de 300 mW, o diferență de 0,05°C între joncțiuni (sau o diferență de puteri disipate între cele două tranzistoare de circa 0,1 mW) duce la o derivă de 100 μV. Din acest motiv perechile discrete se montează pe radiatoare comune.

Datorită motivelor prezentate mai sus, la evaluarea decalajelor și derivelor mici trebuie considerate perioade de stabilizare relativ lungi (ore).

Amplificatoare cu cuplaj direct. În prezent, categoria cea mai răspîndită de amplificatoare cu cuplaj direct o reprezintă circuitele integrate liniare [1, 2, 28], care asigură o fiabilitate ridicată la un preț de cost scăzut și parametri satisfăcători în majoritatea aplicațiilor de joasă frecvență. Prin folosirea unor scheme hibride [8] sau cu componente discrete se pot obține: curenți de intrare reduși (utilizînd TEC sau tranzistoare bipolare „superbeta") factor de zgomot mic (cu tranzistoare de zgomot mic la intrare și rezistoare cu peliculă metalică), valori ridicate ale parametrului SR (folosind etaje de ieșire ce pot debita curenți mari), un factor CMR mare pentru un domeniu mai larg de frecvențe.

În fig. 3.6 este schițat un amplificator cu cuplaj direct [6] cu următoarele date: $I_{DI} = 10 - 100$ pA, $\Delta I_{DI} = 1 - 10$ pA/°C, $V_{DI} = 5 - 20$ mV, $\Delta V_{DI} = 20 - 100$ μV/°C, $CMR = 100$ dB, $a > 10^5$ (în c.c.). TEC împerecheate T_1 și T_2 asigură impedanțe de intrare foarte mari ($10^{10} - 10^{12}$ Ω); în schimb tensiunile de decalaj și derivă sînt mai mari decît la tranzistoarele bipolare. Tranzistoarele împerecheate T_3 și T_4 contribuie puțin la decalajul și deriva totală de

tensiune (1—3 mV și 3—10 μV/°C). Prin dioda Zener D_1, cu ajutorul perechii repetoare (T_3, T_4) se asigură boot-straparea (v. secțiunea 3.1.3 și fig. 3.14) la mod comun a rezistențelor interne drenă-sursă ale TEC, îmbunătățindu-se rejecția de mod comun, CMR. Tranzistoarele T_5 și T_6, care asigură amplificări foarte mari și o deplasare de potențial la nivelul zero, nu sînt împerecheate,

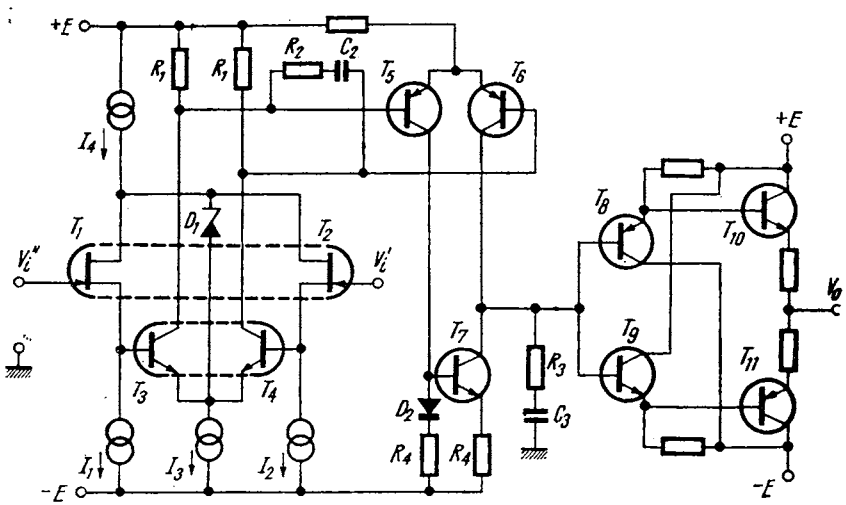


Fig. 3.6. Amplificator cu cuplaj direct

deoarece decalajul și deriva lor (max. 100 mV și 300 μV/°C) se raportează la intrare divizate prin factorul de amplificare diferențială (50—200) al etajului compus din tranzistoarele T_3, T_4. Tranzistorul T_7 permite trecerea de la un semnal diferențial flotant la un semnal raportat la masă [28]. Etajul de ieșire complementar (T_8, T_9, T_{10}, T_{11}) asigură o impedanță globală de ieșire, Zo, redusă, o impedanță de intrare mare, precum și posibilitatea de a livra amplitudini mari de curent în sarcină. Grupurile R_1, C_1, și R_2, C_2 asigură corecții de frecvență necesare evitării oscilațiilor parazite, în condițiile unei reacții negative; C_2 influențează direct valoarea vitezei SR.

Amplificatoare cu cuplaj direct cu TEC și tranzistoare bipolare de înaltă frecvență se folosesc în amplificatoare de bandă foarte largă (0—300 MHz) pentru osciloscoape [11]. Amplificatoare cu TEC și circuite integrate sau componente discrete [12, 13] de prețuri relativ reduse, se folosesc în voltmetre electronice cu impedanță mare de intrare (tuburile electronice fiind depășite, cu excepția celor pentru electrometre, care necesită curenți de 10^{-12} — 10^{-16}A).

Amplificatoare cu modulare — demodulare (chopper). Pentru măsurarea unor tensiuni sau curenți foarte mici de ordinul microvolților respectiv picoamperilor se folosește principiul amplificatorului cu modulare — demodulare, schițat în fig. 3.7 *a*. Astfel, tensiunea continuă V_i este transformată în tensiune dreptunghiulară de amplitudine $V_i/2$ și frecvență f_c, cu ajutorul comutatorului K_1, care periodic transmite la intrarea amplificatorului de curent alternativ potențialele V_i sau zero. Amplificatorul (*a*) nu prezintă decalaj și

derivă de curent continuu, acești parametri fiind dictați de elementul modulator (K_1) și într-o mică măsură de cel demodulator (K_2). Tensiunea dreptunghiulară de amplitudine $V_0 = aV_i/2$ este detectată sincron cu ajutorul comutatorului K_2 (comandat sincron cu K_1, de la același circuit astabil), obținîndu-se tensiunea continuă de ieșire V_0. În acest fel se amplifică o tensiune con-

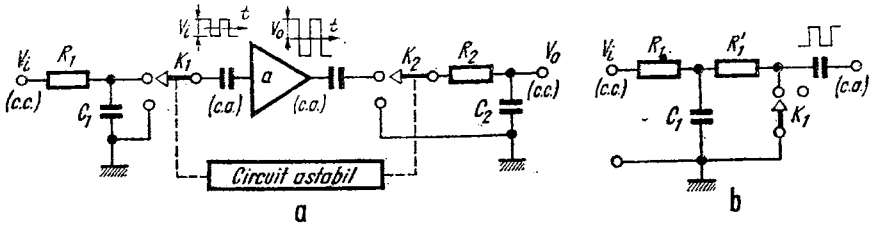


Fig. 3.7. Amplificator cu modulare-demodulare:
a — schema generală, cu modulator și demodulator serie; *b* — modulator paralel.

tinuă cu un amplificator de curent alternativ a cărui bandă este situată în jurul frecvenței f_c (permițînd trecerea majorității spectrului impulsurilor dreptunghiulare). Filtrele R_1, C_1, și R_2, C_2 asigură reducerea necesară a impulsurilor parazite, care ar apare în sursă respectiv la ieșirea amplificatorului. Modulatorul și demodulatorul sînt de tip serie în fig. 3.7 *a*, dar se pot utiliza sisteme paralel, ca în fig. 3.7 *b* (cele mai des utilizate pentru simplitatea comenzii) sau serie-paralel [3, 4].

Din punct de vedere constructiv elementele K_1 și K_2 pot fi mecanice sau electronice. Modulatoarele din prima categorie (relee) au fiabilitate și frecvență de comutare reduse, dar pot funcționa cu semnale mici (μV și pA). Modulatoarele electronice sînt de diverse tipuri: cu tranzistoare bipolare (soluție economică pentru sensibilități de milivolți și nanoamperi), cu TEC joncțiune sau MOS (sensibilități de microvolți și zeci de picoamperi), cu fotorezistoare (derivă minimă pentru semnale de ordinul microvolților), etc. Modulatoarele electronice au fiabilitate ridicată și frecvențe de comutare mari (cu excepția fotorezistoarelor, care sînt mai lente: $f_c < 50 - 200$ Hz).

Frecvența de comutare (f_c) este preferabil a se alege cît mai ridicată [6] pentru a obține o bandă de trecere a sistemului cît mai mare (uzual aceasta este 0,1 f_c, impusă de teorema eșantionării și de filtraje). Majoritatea elementelor de amplificare prezintă un zgomot în exces ($1/f$), care crește cu 3dB/ocatvă odată cu scăderea frecvenței, fapt care ar cere valori mai mari pentru frecvența minimă a amplificatorului și pentru frecvența de comutare (preferabil $f_c > 500$ Hz); în plus, un etaj cu cadență ridicată asigură întîrzieri mai mici pentru răspunsul treaptă.

Pentru modulare se utilizează frecvent TEC [4]. În fig. 3.8 este dat un exemplu de modulator paralel cu TEC. În acest caz apar semnale parazite tranzitorii („spikes") în drenă, semnale provenite din tensiunea de comandă v_c; astfel, variația bruscă a potențialului porții TEC antrenează un curent $i_s = C_{gd}\frac{dv_c}{dt}$ prin capacitatea poartă-drenă C_{gd}, curent care se suprapune semnalului util, ducînd la apariția unor decalaje de tensiune și curent. Deca-

lajele scad proporțional cu frecvența f_c și cu valoarea C_{gd}. Folosind un procedeu de neutrodinare [4, 15, 16], se transmite prin capacitorul C_n un curent (i_n) de amplitudine egală dar de semn contrar cu cel introdus de C_{gd}, tensiunile v_c, v_n fiind în opoziție de fază. În final, cei doi curenți își anulează efectele, semnalul parazit scăzînd practic de cîteva zeci de ori (față de cazul cînd lipsește capacitorul C_n) Pentru o neutrodinare perfectă este necesară egalitatea

$$C_{gd}V_c = C_nV_n \qquad (3.8)$$

unde V_c, V_n reprezintă amplitudinile impulsurilor dreptunghiulare v_c, v_n.

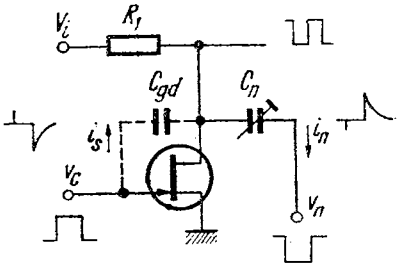


Fig. 3.8. Modulator cu TEC

Utilizarea de TEC — MOS tetrodă cu $C_{gd} \sim 0{,}03$ pF permite realizarea de amplificatoare cu derive mici (0,1 μV/°C, 1 pA/°C). Tensiunile parazite tranzitorii se manifestă și la modulatoarele cu tranzistoare bipolare (la care intervine în plus și timpul de stocare).

Pentru obținerea unor electrometre sau pH-metre cu curenți de intrare extrem de reduși se folosesc modulatoare cu capacitatea vibrantă sau diode varicap. În primul caz, o capacitate cu armături mobile este încărcată printr-o rezistență foarte mare cu tensiunea de măsură V_i; vibrînd mecanic una din armături, capacitatea variază periodic, producînd o tensiune variabilă, ca amplitudinea proporțională cu tensiunea continuă V_i; consumul de curent de la sursă este minim (10^{-14} — 10^{-18} A). În al doilea caz, o punte echilibrată, formată din capacitățile unor diode varicap polarizate invers, este alimentată cu un semnal de frecvență 10^4 — 10^6 Hz; sub acțiunea unei tensiuni continue capacitățile de barieră variază, puntea se dezechilibrează și apare un semnal cu frecvența 10^4 — 10^6 Hz, care se amplifică în continuare; consumul de curent continuu de la sursă este de 10^{-12} — 10^{-14} A[8]. În ambele cazuri, sensibilitățile la măsurarea tensiunilor sînt moderate (milivolți), existînd derive relativ mari ($\Delta V_{DI} = 0{,}1$ mV/°C).

Amplificatoarele cu modulare au o singură intrare, spre deosebire de cele diferențiale cu cuplaj direct (v. fig. 3.2). Pentru aplicarea reacției negative serie la intrare se folosesc scheme ca cele din fig. 3.3 *b*, *c*, care au avantajul de a avea legate la masă una dintre intrări. Schema din fig. 3.3 *b* se pretează foarte bine unor voltmetre cu intrare flotantă și impedanță de intrare foarte mare.

Constructiv, amplificatoarele cu modulare sînt realizate cu componente discrete [3, 4] sau cu circuite integrate [26].

Amplificatoare cu cuplaj direct cu aducere automată la zero. Deși amplificatoarele cu modulare prezintă avantajul unor derive reduse, în schimb nu pot asigura trecerea unor frecvențe mai înalte sau obținerea unor răspunsuri tranzitorii rapide. Ca atare, în unele cazuri (la amplificatoarele de osciloscop sau în cazul unor convertoare analog-numerice, precise și cu un număr mare de citiri pe secundă) se utilizează amplificatoare cu cuplaj direct, ca cel din

fig. 3.9, care se readuc periodic la zero. Comutatoarele K_1, K_2 (care pot fi electronice: fotorezistoare, tranzistoare) sînt figurate în poziția de amplificare din fig. 3.9 *a*, respectiv în poziția de aducere la zero din fig. 3.9 *b*. În prima poziție capacitorul C poate fi considerat (pentru un timp limitat) ca un scurtcircuit la masă, procesul de amplificare decurgînd normal. În

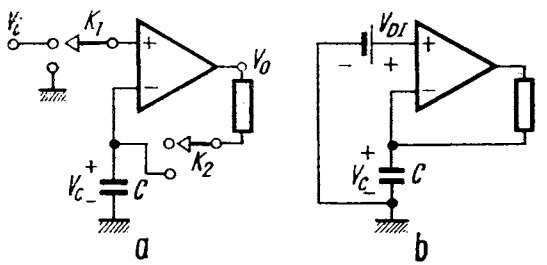


Fig. 3.9. Amplificator cu aducere automată la zero: *a*—în poziția de amplificare; *b*—în poziția de aducere la zero.

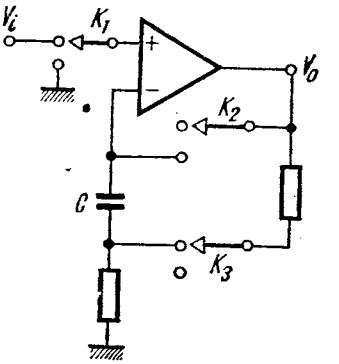


Fig. 3.10. Amplificator cu aducere automată la zero și reacție negativă.

momentele de pauză, cînd procesul de amplificare poate fi întrerupt (de exemplu în intervalul dintre două baleieri la osciloscop, sau între două integrări la un convertor cu dublă-pantă), comutatorul K_2 închide o buclă de reacție unitară (v. fig. 3.9 *b*) și tensiunea pe condensatorul C (presupus inițial descărcat) crește spre valoarea tensiunii de decalaj V_{DI}. După cîteva cicluri de aducere la zero ($a \gg 1$) capacitorul C se încarcă cu tensiunea V_{DI}, amplificatorul în regim normal (fig. 3.9 *a*) nemai avînd decalaj (pe ochiul de intrare apar două surse opuse, $V_C = V_{DI}$, care se anulează). Sistemul funcționează corect dacă intervalul dintre două readuceri la zero este mult mai mic decît perioada de variație a tensiunii V_{DI}.

Amplificatorul din fig. 3.10 prezintă o reacție negativă în regim normal de amplificare (K_1 conectat la intrare, K_2 deschis, K_3 închis); aducerea la zero are loc pentru situația: K_1 conectat la masă, K_2 închis, K_3 deschis. Unul din avantajele principale ale unui astfel de amplificator constă în timpul său de stabilire t_s, redus în comparație cu amplificatoarele cu modulare. De exemplu, la aplicarea unui salt-treaptă tensiunea de ieșire poate atinge valoarea finală cu 0,005% eroare în 20 ms la semnal mare și în 2 ms la semnal mic [6]. În general se pot obține performanțe foarte bune: $\Delta V_{DI} = 0{,}2$ μV/°C, $I_B < 25$ pA, $Z_i > 10^{10}$ Ω, etc.

Amplificatoare de foarte mare precizie. Pentru multe din voltmetrele numerice actuale se garantează în curent continuu precizii de 0,003 — 0,01%. Rezoluția fiind de obicei 1 μV (0,1 μV în cazuri cu totul speciale), rezultă semnalul de intrare maxim, corespunzător primei scări, $V_i = 100 - 200$ mV (1 μV/100 mV = 0,001%). Deoarece tensiunea de ieșire, V_0, este bine să fie cît mai mare pentru a permite încadrarea în precizia necesară a convertoru-

lui anolog-numeric conectat în continuare, se alege ca valoare maximă $V_0 = 10 - 20$ V, valoarea compatibilă cu circuitele integrate liniare. Rezultă valoarea maximă $A' = V_0/V_i = 10\ V/100\ \text{mV} = 10^2$. Considerînd un amplificator cu intrare flotantă ca cel din fig. 3.3 *b* și revenind la relația (3.2), pentru $a/A \gg 1$, se deduce variația

$$\Delta A'/A' \approx \Delta A/A + (\Delta a/a)\,(A/a) \tag{3.9}$$

Variațiile ΔA, Δa pot fi termice, în timp, sau dependente de tensiune. Deoarece factorul A rezultă din valorile unor rezistoare ($Z_e = R_e$, $Z_f = R_f$), care pot fi extrem de precise (0,01%) și stabile (10^{-5}/°C) se caută ca $\Delta A'/A' \approx \approx \Delta A/A$, ceea ce conduce la inegalitatea

$$\Delta A/A \gg (\Delta a/a)\,(A/a) \tag{3.10}$$

Deoarece $\Delta a/a$ poate lua valori relativ mari (de exemplu 1%/°C) este necesar ca $A/a \ll 10^{-5}/10^{-2} = 10^{-3}$ și $a \gg 10^5$. Pentru a obține precizie mare în măsurări trebuie ca impedanța de intrare să respecte condiția $Z_i \gg Z_g$, ceea ce conduce [v. relația (3.5)] la inegalitatea

$$Z_{if} \approx Z_i a/A \gg Z_g \tag{3.11}$$

Deoarece $Z_g = 1$ kΩ este un caz uzual, este necesar ca $Z_{if} > 10^6\ Z_g = = 1$ GΩ, pentru ca efectul de șuntare al impedanței de intrare să introducă o eroare neglijabilă; Z_i fiind de ordinul zecilor de kiloohmi, rezultă din relația (3.11) valoarea $a \geqslant 10^7$. În mod practic se lucrează cu amplificatoare cu cîștig de curent continuu, în buclă deschisă, deosebit de mare $a(0) = 10^7 - 10^9$. O schemă uzuală este cea din fig. 3.11. Amplificatorul de bază (a_1) este de obicei de tipul cu modulare- demodulare.

O problemă specială o ridică asigurarea stabilității în buclă închisă. Practic, se caută obținerea unei caracteristici de frecvență cu un pol predominant și a unui răspuns tranzitoriu la semnalul treaptă, fără oscilații; în primă aproximație funcția de transfer are forma

$$a(f) \approx \frac{a(0)}{(1 + jf/f_0)\,(1 + jf/f_2)} \tag{3.12}$$

unde $\omega_0 = 1/R_2C_2$, iar ω_2 reprezintă polul predominant al amplificatorului a_2. Respectînd condiția $a(0) \leqslant f_2/f_0$, se obțin dezideratele expuse mai sus chiar pentru reacția totală ($A = 1$), situație prezentă pentru $V_0 = V_i = 10 - - 20$ V. Deoarece $f_2 \sim 1$ MHz rezultă $f_0 \sim 0{,}1 - 0{,}001$ Hz. În buclă închisă însă, frecvența la 3dB este mult mai mare $[f_0 a(0)/A]$, răspunsul la semnalul treaptă fiind mult mai rapid.

În fig. 3.11 *a* este redată configurația posibilă a unui amplificator cu următoarele date: $V_{0\,max} = 20$ V, $\Delta V_{DI} < 0{,}2$ μV/°C, $I_B < 100$ pA, $\Delta I_B < < 10$ pA/°C, a(o) = 10^8. Amplificatorul a_1 este realizat cu modulare-demodulare [a_1(o) = 10^6]; amplificatorul a_3 lucrează doar în curent alternativ. Grupurile de filtraj R_1, C_1 și R_2, C_2 asigură o pondere extrem de scăzută a amplificatorului a_1 în caracteristica de frecvență globală, în jurul frecvenței de

modulare f_1 și mai sus evitîndu-se în acest fel caracterul complex și neconvenabil al caracteristicii $a_1(f)$ în jurul frecvenței f_1. Amplificatoarele a_2 și a_3 asigură caracteristica corespunzătoare de 20 dB/decadă, conform fig. 3.11 *b*; astfel, pentru $f \ll f_1$ se obține amplificarea totală $a = a_1a_2/(1 + j\omega R_2C_2)$, iar pentru $f \gg f_1$ se obține $a = a_3a_2/(1 + j\omega R_5C_4)$. Respectînd

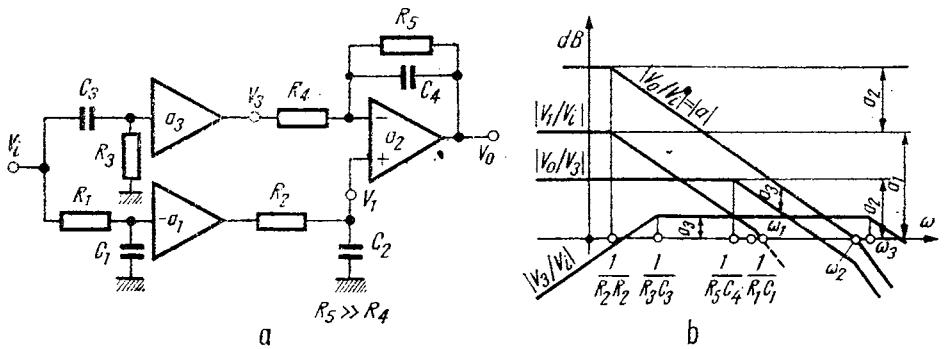


Fig. 3.11. Amplificator de c.c. de mare precizie:
a — schema ; *b* — caracteristica de frecvență.

condiția $a_1a_2/R_2C_2 = a_3a_2/R_5C_4$ se obține caracteristica unui amplificator cu un singur pol.

Amplificatoare combinate. Datorită contradicției existente între unele performanțe de curent continuu și răspunsul de frecvență, se reunesc în cadrul aceluiași amplificator două amplificatoare: unul de curent continuu cu decalaj, derivă, zgomot, și bandă de trecere reduse, și altul cu bandă de trecere mare.

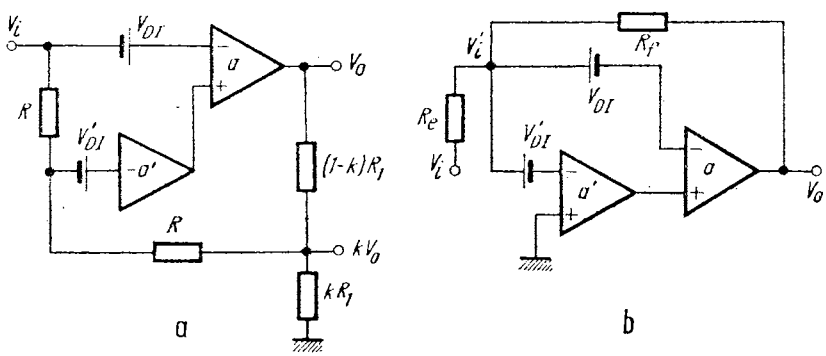


Fig. 3.12. Amplificatoare combinate de c.c. și c.a.:
a — amplificator de osciloscop; *b* — amplificator Goldberg

În fig. 3.12 este prezentat un amplificator de osciloscop [17]. Notațiile utilizate sînt: a — amplificator de curent continuu cu cuplaj direct, cu bandă de trecere foarte mare; a' — amplificator de curent continuu cu cuplaj direct sau cu modulare, cu decalaj și derivă extrem de reduse; V_{DI} și V'_{DI} — tensi-

unile de decalaj, explicitate, ale amplificatoarelor a și respectiv a'. Din fig. 3.12. a reiese tensiunea

$$V_0 = -aV_i \cdot \frac{1 + a'/2}{1 + kaa'/2} + \frac{aV_{DI} + aa'V'_{DI}}{1 + kaa'/2} \tag{3.13}$$

În condițiile reglării divizorului rezistiv cu k, pentru a obține $ka = 1$, relația (3.13) devine

$$V_0 = -aV_i + a\frac{a'V'_{DI} + V_{DI}}{1 + a'/2} \tag{3.14}$$

Deoarece a' este un amplificator specializat pentru curent continuu, se poate considera $V'_{DI} \ll V_{DI}$; ca atare decalajul total raportat la intrare va conține termenul V_{DI} cu pondere redusă ($a' \gg 1$). Pentru derivă situația este similară. De exemplu: $a = 100$, $f_{3dB} = 25$ MHz, $V_{DI} = 1$ V, $\Delta V_{DI} = 2$ mV/°C, $a' = 1\,000$, $f_{3dB} = 100$ Hz, $V'_{DI} = 5$ mV, $\Delta V'_{DI} = 10$ μV/°C; din relația (3.14) se obțin parametrii echivalenți pentru amplificatorul global: amplificare 100, decalaj 12 mV, derivă 24 μV/°C, bandă de frecvențe 0 — 25 MHz.

În fig. 3.12 *b* este reprezentat un amplificator, folosind metoda Goldberg [1, 9]. Amplificatoarele a, a' au tensiunile de decalaj V_{DI}, V'_{DI}. Deoarece $a \gg 1$, tensiunea între bornele de intrare ale amplificatorului poate fi foarte mică (o vom considera zero). Notînd cu V'_i potențialul în nodul comun rezistoarelor R_e și R_f, în ipoteza $V_i = 0$, se obțin relațiile

$$V'_i - V_{DI} = -a'(V'_i - V'_{DI}) \tag{3.15}$$

$$V'_i = a'V'_{DI}/(1 + a') + V_{DI}/(1 + a') \tag{3.16}$$

În relația (3.16) apare termenul $V_{DI}/(1 + a')$, care poate fi mult mai mic decît tensiunea V_{DI}, care ar apare cînd amplificatorul a' n-ar exista ($a' = 0$). Amplificatorul a este ales pentru performanțe de bandă, iar amplificatorul a' pentru decalaj și derivă mici ($V'_{DI} < V_{DI}$, $\Delta V'_{DI} \ll \Delta V_{DI}$). Tensiunea V'_i din relația (3.16) reprezintă de fapt o tensiune echivalentă de decalaj a amplificatorului combinat. Considerînd aplicată o tensiune la intrare ($V_i \neq 0$), amplificatorul din fig. 3.12 *b* se comportă ca schema din fig. 3.3 *c*. În [27] sînt indicate scheme folosind cîte două amplificatoare integrate.

3.1.3. AMPLIFICATOARE DE CURENT ALTERNATIV

În această secțiune vor fi discutate amplificatoarele de bandă largă, de tipul celor folosite în voltmetrele de curent alternativ, în generatoare, în osciloscoape, etc. Constructiv, aceste amplificatoare sînt cu cuplaj direct sau cuplaj RC [3, 10, 14, 21].

Parametrii amplificatoarelor de curent alternativ (de bandă largă). Unii dintre parametrii prezentați în secțiunea 3.1.2 rămîn valabili și în curent alternativ; de fapt există amplificatoare de curent continuu care

sînt în același timp și de bandă largă. În continuare sînt prezentate o serie de caracteristici ale amplificatoarelor de curent alternativ:

Caracteristica de amplitudine și fază. Un amplificator este complet descris de cele două caracteristici de frecvență $|a(f)|$ și $\alpha(f)$, reprezentate în fig. 3.13, cîștigul complex fiind

$$a(f) = |a(f)| \exp [j\alpha(f)] \tag{3.17}$$

Amplificarea la frecvențe medii reprezintă valoarea maximă a amplificării, a_0, neglijînd eventualele rezonanțe.

Frecvențele critice, joasă și înaltă. Frecvențele la care amplificarea a scade cu 3 dB față de valoarea a_0, se notează cu f_j și f_i, desemnînd frecvențele critice ($f_j \ll f_i$). Banda este considerată ca domeniul de frecvențe $f_j - f_i$.

Timpul de creștere și cădere. La aplicarea unui impuls dreptunghiular cu tranziții foarte rapide la intrarea amplificatorului, la ieșirea acestuia rezultă impulsuri de amplitudine V_0, care prezintă anumite intervale de timp între nivelele 0,1 V_0 și 0,9 V_0 (v. fig. 5.19). Pentru majoritatea amplificatoarelor de bandă largă se consideră [5, 10, 21]

$$\tau_a \approx \tau_p \approx 0{,}35/f_i \tag{3.18}$$

unde τ_a și τ_p sînt timpii de creștere și scădere. În secțiunea 5.2.1 sînt prezentate și alte caracteristici ale unui impuls dreptunghiular, care pot fi introduse asupra unui impuls ideal de către un amplificator.

Rezistența și capacitatea de intrare se notează cu R_i și C_i

Liniaritatea este indicată de coeficientul de distorsiuni al undei de ieșire în condițiile aplicării unei tensiuni perfect sinusoidale la intrare.

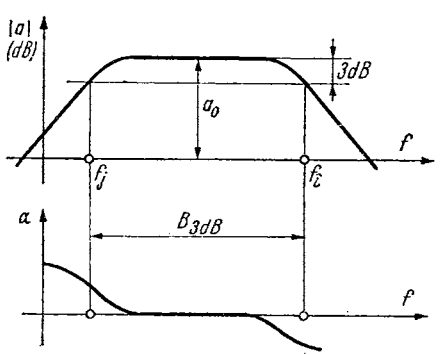


Fig. 3.13. Caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază a unui amplificator de bandă largă.

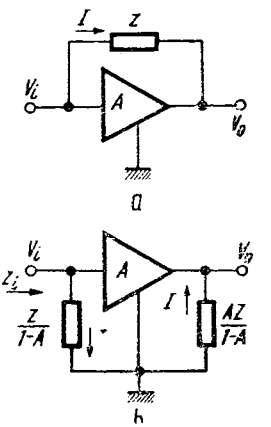


Fig. 3.14. Efectul reacției asupra impendanței de intrare:

a — amplificator cu reacție; *b* — schema echivalentă.

Efectul „Miller" și efectul „boot-strap". Considerînd o impedanță Z, într-o buclă de reacție, amplificatorul din fig. 3.14 *a* poate fi echivalent cu cel unilateralizat din fig. 3.14 *b* (se observă că în ambele cazuri intrarea și

ieșirea sînt încărcate cu același curent I). La intrare apare o impedanță echivalentă

$$Z_{ech} = Z/(1 - A) \tag{3.19}$$

Pentru cazul $A < 0$, echivalarea este denumită efect „Miller", iar pentru $0 < A < 1$ apare efectul „boot-strap". Relația (3.19) este valabilă indiferent de natura impedanței Z; ca atare relațiile (3.4) — (3.6) pot fi demonstrate folosind formula (3.19). Prin efect „Miller" o impedanță Z, raportată la intrare, scade; pentru un capacitor sau un rezistor apar echivalările

$$C_{ech} = C(1 + |A|); \qquad R_{ech} = R/(1 + |A|) \tag{3.20}$$

Prin efect „boot-strap" o impedanță Z, raportată la intrare, crește; pentru un capacitor sau un rezistor apar echivalările

$$C_{ech} = C(1 - A); \qquad R_{ech} = R/(1 - A) \tag{3.21}$$

Aceste efecte sînt folosite deseori la proiectarea, precum și la analiza diverselor etaje.

Probleme specifice amplificatoarelor de curent alternativ. Datorită produselor amplificare-bandă mari, la frecvențe înalte trebuie evitate cuplajele capacitive parazite (chiar la nivelul 0,1 pF) între intrarea și ieșirea amplificatorului, sau între etaje. De altfel, tranzistoarele de înaltă frecvență au un al patrulea terminal conectat la capsula metalică, destinat legării la masă pentru ecranare. Un rol important la frecvențe înalte îl joacă și cablajul imprimat al amplificatorului, materialul din care este confecționată placa cu cablaj imprimat.

Pentru unele etaje se folosesc mici inele de ferită, „bead"-uri, introduse pe terminalele tranzistoarelor sau pe diverse conductoare, cu rol de neutralizare a unor eventuale rezistențe negative care pot apare. „Bead"-urile prezintă pe o plajă largă de frecvențe înalte (10 — 500 MHz) o rezistență echivalentă de zeci sau sute de ohmi, iar la frecvențe medii impedanța lor e neglijabilă. O astfel de comportare (fără rezonanțe parazite) este dificil de realizat cu alte componente.

La joasă frecvență, la aplicarea unor impulsuri dreptunghiulare pot apare deformări de palier datorită fenomenelor termice [18]. În momentul aplicării unui impuls, puterea disipată variază brusc și ca atare se schimbă și temperatura joncțiunilor, însă cu o constantă de timp termică, ceea ce duce la variația valorilor I_C și V_{CE} în timp ce nivelul la intrare se menține constant.

Amplificatoare cu impedanță de intrare mare. În majoritatea aparatelor de măsură, cum ar fi voltmetrele, frecvențmetrele, osciloscoapele, etc., se folosesc amplificatoare cu rezistență de intrare mare și capacitate de intrare redusă, conform fig. 3.3 *a*. Uzual se folosesc repetoare [4, 18, 21] pe emitor sau sursă, simple sau combinate. În fig. 3.15 *a* un etaj cu TEC realizează (la frecvențe medii) $R_i = 10 - 10^4$ MΩ și $C_i = 2 - 5$ pF; condensatorul de „boot-strap" se consideră de reactanță foarte mică, iar capacitatea parazită (C_s) neglijabilă. Folosind relația (3.21) se găsește

$$R_i = R_G/(1 - A); \qquad C_i = C_{gs}(1 - A) + C_{gd} \tag{3.22}$$

unde A este amplificarea repetorului (uzual $A = 0{,}9 - 0{,}99$). Repetorul asigură și o rezistență de ieșire

$$R_0 = 1/g_m \tag{3.23}$$

g_m fiind panta TEC.

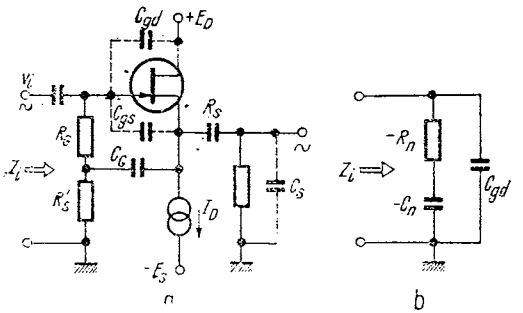


Fig. 3.15. Etaj de amplificare cu TEC:
a — schema; *b* — impendanța de intrare la frecvențe înalte.

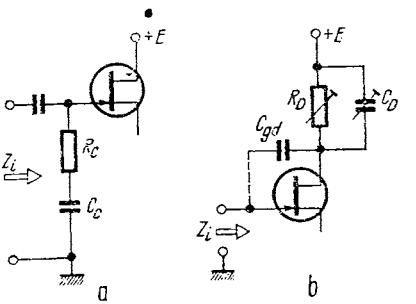


Fig. 3.16. Neutralizarea impendanței negative de intrare a unui etaj cu TEC:
a — prin adăugarea unui grup de corecție R_cC_c;
b — prin utilizarea efectului „Miller"

Capacitatea C_s este formată din capacitățile parazite, de cablaj și ale generatorului de curent I_D, și de capacitatea de intrare a etajului următor. La frecvențe înalte impedanța de intrare este de forma celei reprezentate în fig. 3.15 *b*, unde $(-R_n)$ și $(-C_n)$ sînt două elemente echivalente negative. Acest fapt poate crea neajunsuri în ceea ce privește stabilitatea de frecvență sau poate duce la un răspuns incorect de frecvență. Pentru neutralizarea grupului $(-R_n)$, $(-C_n)$ se folosesc soluțiile; adăugarea unei rezistențe (50 — -200Ω) în serie cu poarta; adăugarea unui grup fizic de corecție R_c, C_c ($R_c = R_n$, $C_c = C_n$) conectat pe intrare, ca în fig. 3.16 *a*; utilizarea efectului „Miller", ca în fig. 3.16 *b*, prin care se introduce un grup R_{ech}, C_{ech} în paralel pe intrare (soluție complexă, dar care în condiții de reglaj poate duce la o compensare eficace, rezultînd o impedanță de intrare $Z_i \approx 1/j\omega C_i$, capacitatea C_i fiind constantă în raport cu frecvența).

În momentul cînd se doresc valori $A = V_0/V_i$, foarte apropiate de unitate, ca și impedanțe de ieșire (Z_0) minime, se folosesc repetoare combinate, ca în fig. 3.17. Considerînd reactanțele condensatoarelor C_1 și C_2 foarte mici, rezultă

$$R_0 \approx h_{21}/g_m \tag{3.24}$$

unde g_m este panta *TEC*, iar h_{21} factorul de amplificare al tranzistorului.

Repetoarele prezentate apar de obicei la intrarea aparatelor; în aceste condiții trebuie asigurată protecția la supratensiuni accidentale (de exemplu

220 V de la rețea). În fig. 3.18 este redată una din schemele uzuale de protecție. Atunci cînd tensiunea de intrare V_i depășește tensiunile diodelor Zener D_3 sau D_4, se deschide dioda D_1 sau D_2, limitînd tensiunea pe poarta TEC. Rezistorul R_1 limitează curentul prin diode la cîțiva miliamperi, chiar la aplicarea

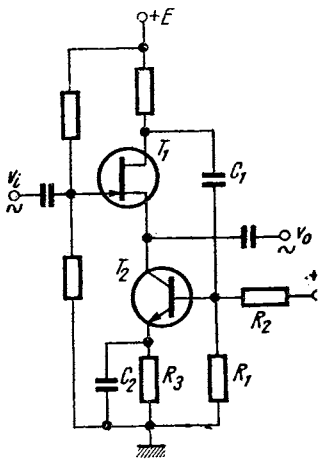


Fig. 3.17. Repetor combinat

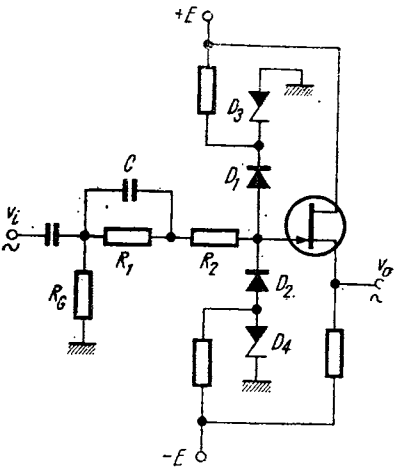


Fig. 3.18. Repetor protejat cu diode

unor tensiuni de sute de volți. Deoarece filtrul (R_1, C_i) care s-ar forma, ar tăia frecvențele mai mari, se scurtcircuitează la frecvențe înalte rezistorul R_1 cu un capacitor C_1. Rezistorul R_2, de zeci sau sute de ohmi, limitează curentul prin diode la frecvențe înalte, în condițiile aplicării unor tensiuni de zeci de volți; grupul R_2, C_i permite trecerea unor frecvențe înalte, de zeci de megahertzi. Ca exemplu de astfel de protecție se poate cita: $V_{i\,max} = 300\ V_{ef}$ pentru $f \leqslant 1$ kHz și $V_{i\,max} = 30\ V_{ef}$ pentru 1 kHz $< f <$ 10 MHz. Utilizarea unui divizor compensat (v. secțiunea 3.1.7) cu atenuare mică (0,7 — 0,8) permite folosirea unor capacitoare C_1, mici (20 — 100 pF), ceea ce permite aplicarea unor tensiuni $V_{i\,max} = 300\ V_{ef}$, pînă la frecvențe de 20 — 200 kHz.

Amplificatoare de bandă largă. Progresele realizate în tehnologia tranzistoarelor bipolare permit obținerea unor dispozitive uzuale cu frecvențe de tăiere ridicate, $f_t = 1 - 1{,}5$ GHz, sau cu capacități de reacție reduse $C_{bc} = 0{,}1 - 0{,}2$ pF. Utilizînd aceste tranzistoare se realizează amplificatoare de bandă foarte largă ($f_i = 100 - 300$ MHz).

Pentru amplificatoare de frecvențe medii ($f_i < 10$ MHz) sau pentru amplificatoare cu distorsiuni reduse în audiofrecvență, se folosesc scheme cu reacție negativă globală (v. fig. 3.3). În fig. 3.19 este reprezentat un etaj cuplat în curent alternativ [1]. Condensatorul C_B asigură „boot-straparea" rezistorului de polarizare, R_B. Frecvențele critice la 3 dB sînt de obicei

$$\omega_j = 1/R_e C_e; \qquad \omega_i = 1/R_j C_f \tag{3.25}$$

iar ceilalți parametri pot fi evaluați cu relațiile (3.1), (3.4), (3.7).

Pentru amplificatoare de frecvențe înalte se folosesc de obicei reacții locale și corecții de bandă cu capacitoare și inductoare [3, 5, 10, 20, 21]. În fig. 3.20 se regăsesc două etaje de bandă foarte largă, montajele cascod, respectiv cu reacție paralel, caracterizate prin amplificările

$$A \approx -R_c/(R_e + 1/g_m); \qquad A \approx R_c/(R_e + 1/g_m) \tag{3.26}$$

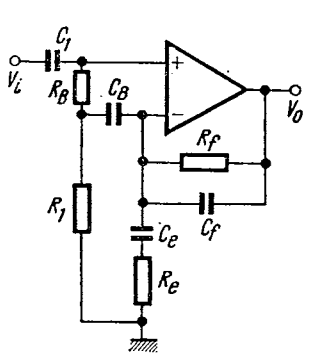


Fig. 3.19. Amplificator de c.a. cu reacție negativă globală

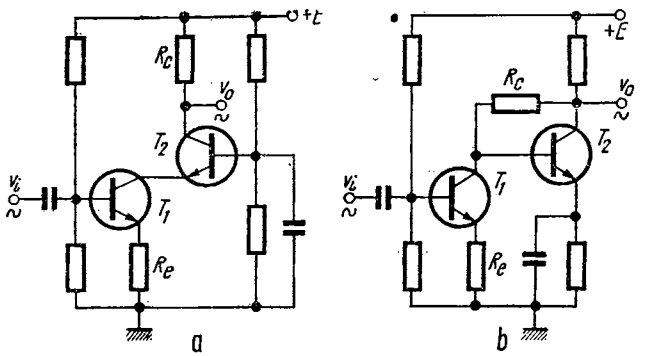


Fig. 3.20. Etaje amplificatoare de bandă foarte largă: *a* — montajul cascod; *b* — etaj cu reacție paralel

Amplificatoare de mare stabilitate a amplificării. Pentru a obține amplificatoare precise și stabile se pun aceleași probleme ca în curent continuu (v. secțiunea 3.1.2 „Amplificatoare de foarte mare precizie"). În curent alternativ creșterea preciziei atrage limitări de frecvență. Astfel, pentru o amplificare $A = 10 \pm 0{,}1\%$ și $\Delta A/A = 0{,}01\%/°C$ se poate folosi o schemă de tipul celei din fig. 3.3 *a* cu rezistoarele R_e, R_f în toleranțe de $\pm 0{,}05\%$ (R_e, R_f eventual reglabile) și stabilități de $0{,}005\%/°C$; considerînd $\Delta a/a = 1\%/°C$ rezultă [v. relația (3.10)] $a = 10^4$. Din considerente de stabilitate rezultă frecvența critică înaltă (la 3 dB) pentru amplificatorul cu reacție $f_i \sim 100$ kHz. (în buclă deschisă banda fiind 100MHz). În schimb neliniaritatea amplificatorului scade foarte mult; dacă fără reacție, o sinusoidă perfectă, amplificată, ar fi rezultat cu 5% distorsiuni, în condițiile reacției negative se introduce un coeficient de distorsiuni de numai $5\%\ A/a = 0{,}005\%$ (această proprietate este folosită în oscilatoarele RC cu distorsiuni reduse).

3.1.4. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Amplificatoarele operaționale sînt în general amplificatoare de curent continuu cu decalaj, derivă și impedanță de ieșire cît mai reduse, cu cîștig și impedanțe de intrare cît mai mari. Folosirea etajelor operaționale permite efectuarea cu mare precizie a unor operații cu semnale analogice [1, 3, 28].

Schema generală simplificată a unui amplificator operațional este cea din fig. 3.21. Amplificarea fiind foarte mare (ideal $a \to \infty$), se consideră $V_i = V_0/a \approx 0$, intrarea inversoare putînd fi considerată un punct virtual de masă. Presupunînd și o rezistență de intrare foarte mare, rezultă relațiile

$$\sum_{k=1}^{n} I_k = I_f; \quad \sum_{k=1}^{n} V_k/Z_k = -V_0/Z_f \quad (3.27)$$

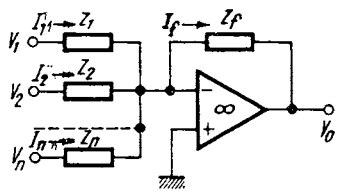


Fig. 3.21. Schema unui amplificator operațional

Amplificatoare cu elemente de reacție liniare. În această categorie se încadrează toate schemele pentru care elementele Z_f, Z_e din relația (3.27) sînt liniare. Se obțin astfel diverse funcții: însumare, pentru $Z_k = R_k$, $Z_f = R_f$; integrare, pentru $Z_k = R_k$, $Z_f = 1/sC_f$ (s fiind operatorul Laplace); derivare, pentru $Z_k = 1/sC_k$, $Z_f = R_f$; operații combinate; filtrare (v. secțiunea 3.1.6); etc.

Folosind un amplificator operațional asociat cu un TEC sau un amplificator operațional cu reacția negativă și pozitivă, se obțin generatoare de curent constant [1, 28].

Erorile care apar în funcțiile de transfer datorită abaterilor amplificatoarelor față de cazul ideal ($Z_i = a = \infty, Z_0 = 0$) sînt discutate în [1, 28]; din relația (3.3) se poate aprecia eroarea A/a introdusă de valoarea finită a amplificării.

Amplificatoare cu elemente de reacție neliniare. În această categorie se încadrează toate schemele pentru care elementele Z_f, Z_e din relația (3.27) sînt neliniare. Se obțin astfel diverse caracteristici de transfer [1, 3, 28]:

— de înmulțire, conform fig. 3.22. Primul amplificator efectuează suma

$$v_0' = k_1 \sum_{m=1}^{n} lnv_m \quad (3.28)$$

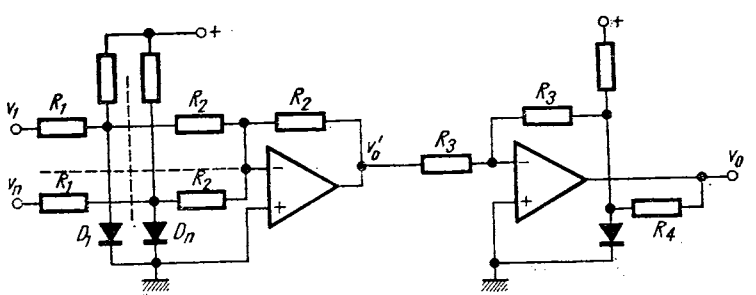


Fig. 3.22. Multiplicator

iar prin antilogaritmare cu al doilea amplificator se obține pe dioda D_0 o tensiune

$$v_0 = k_1 k_2 \, exp\left(\sum_{m=1}^{n} lnv_m\right) = k_1 k_2 \prod_{m=1}^{n} v_m \quad (3.29)$$

unde k_1, k_2 sînt constante. Operațiile de logaritmare și antilogaritmare se fac pe baza dependenței exponențiale a curentului unei diode de tensiunea sa.

— de logaritmare, conform fig. 3.23. Considerînd caracteristica exponențială a unui tranzistor

$$v_i/R_i = i_1 = I_{CS}\, exp\, (v_{BE}/V_T) = I_{CS}\, exp\, (-v_0/V_T) \tag{3.30}$$

se obține la ieșire

$$v_0 = -V_T(lnv_i - lnR_1I_{CS}) \tag{3.31}$$

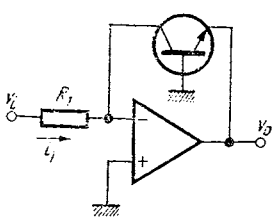


Fig. 3.23. Etaj de logaritmare

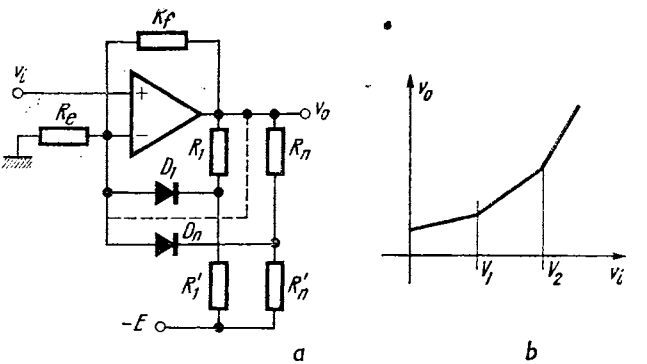


Fig. 3.24. Generator de funcții, prin aproximare

— de aproximare prin segmente a unei funcții, conform fig. 3.24 *a*. Diodele D_1, D_2 ... D_n se deschid la diferite nivele ale tensiunii v_i ducînd la o caracteristică de transfer ca cea din fig. 3.24 *b*; cu un grup de diode sau tranzistoare (1, 2) se pot obține caracteristici de transfer cu curbura inversă față de cea din fig. 3.24 *b*. O aplicație tipică o constituie etajele de transformare triunghiular-sinusoidală din generatoatele de funcții (v. secțiunea 5.3.2).

3.1.5. AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

Amplificatoarele diferențiale sînt în majoritatea cazurilor etaje cu cuplaj direct. Principalul lor parametru este factorul de rejecție de mod comun (v. secțiunea 3.1.2.). Considerînd un etaj diferențial ca cel din fig. 3.25, avînd aplicate tensiunile de intrare de mod diferențial V_{id} și de mod comun V_{ic}, rezultă la ieșire [1, 18] o tensiune

$$V_0 = a\ (V_{id} + V_{ic}/CMR) \tag{3.32}$$

Pentru valori foarte mari ale factorului $CMR(10^4 - 10^5)$ se poate obține $V_0 \approx aV_{id}$, chiar în condițiile în care $V_{ic}/V_{id} \gg 1(10^3 - 10^4)$. De exemplu: $V_{id} = 0{,}001$ V, $V_{ic} = 5$ V, $a = 1\,000$, $CMR = 10{,}^5$ $V_0 = 1{,}05$ V.

Această proprietate de rejecție a tensiunii de mod comun se folosește în măsurarea unor tensiuni foarte mici, suprapuse peste altele mult mai mari

(de exemplu o componentă utilă mică și una de brum, mult mai mare, injectată pe ambele intrări), situație uzuală pentru voltmetrele diferențiale sau osciloscoapele cu sertare diferențiale.

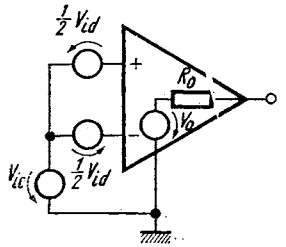


Fig. 3.25. Amplificator diferențial

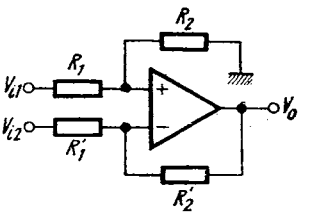


Fig. 3.26. Amplificator diferențial cu reacție

Rejecția unui amplificator integrat sau cu cuplaj continuu (v. fig. 3.6) poate fi satisfăcătoare ($10^4 - 10^5$), dar amplificarea este instabilă în timp sau cu temperatura. Din aceste motive se folosesc amplificatoare diferențiale cu reacție [1, 2], ca în fig. 3.26, unde $R_1 \approx R'_1$, $R_2 \approx R'_2$; pentru acest etaj apare o tensiune de ieșire

$$V_0 = (V_{i1} - V_{i2})R_2/R_1 \tag{3.33}$$

Rejecția de mod comun (CMR'), cu reacție, se înrăutățește față de rejecția (CMR) amplificatorului fără reacție [2]

$$\frac{1}{CMR'} = \frac{1}{CMR} + \left(\frac{R'_1 - R_1}{R_1} - \frac{R'_2 - R_2}{R_2}\right)\frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{3.34}$$

Pentru a asigura precizie și stabilitate factorului de amplificare diferențială, precum și o valoare ridicată factorului CMR', se utilizează scheme cu mai multe etaje [1, 2], o variantă [6] fiind redată în fig. 3.27. Modul de lucru este următorul: etajele a_1 și a_2 răspund numai la semnalul V_i, producînd o tensiune diferențială

$$V_d = V_i(1 + 2R_1/R_2) \tag{3.35}$$

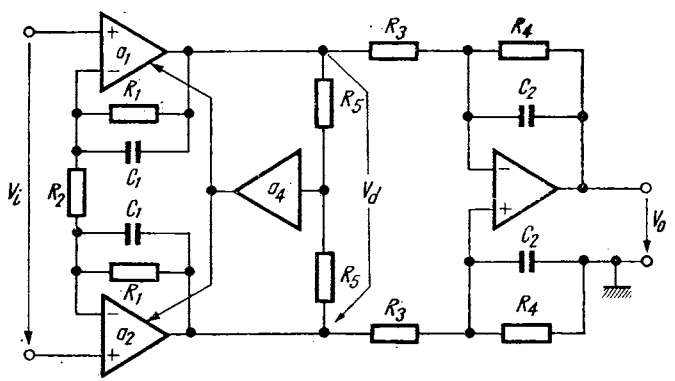


Fig. 3.27. Amplificator diferențial cu mai multe etaje de amplificare.

Amplificatorul a_3 transformă tensiunea V_d într-o tensiune V_0, raportată la masă

$$V_0 = -V_d R_4/R_3 = -V_i(1 + 2R_1/R_2)R_4/R_3 \tag{3.36}$$

Rolul lui a_4 este de a reface componenta de mod comun prin intermediul rezistoarelor R_5 și de a introduce o reacție de mod comun asupra surselor de alimentare și a ecranării aferente etajelor a_1, a_2, cu scopul de a îmbunătăți factorul CMR'.

3.1.6. AMPLIFICATOARE SELECTIVE ȘI FILTRE ACTIVE

Amplificatoarele pot prezenta diverse caracteristici de frecvență; dintre acestea unele pot fi considerate fundamentale, în sensul că prin compunerea lor rezultă orice altă caracteristică. Se impun astfel circuitele (v. fig. 3.28) trece — jos (T.J.), trece — sus (T.S.), trece-bandă (T.B.), oprește-bandă (O.B.), trece-tot (T.T.).

Funcțiile de transfer ale circuitelor se pot pune sub forma

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)] \tag{3.37}$$

În cazul folosirii de amplificatoare și rețele RC (rețele compuse numai din capacitoare și rezistoare) se obțin filtrele active RC, filtre folosite cu predilecție în joasă frecvență. Circuitele de tip trece-bandă și oprește-bandă mai sînt regăsite ca și amplificatoare selective; la rîndul lor acestea sînt de tip RC sau LC (amplificatoarele LC folosesc rețele formate din inductoare, capacitoare și rezistoare). Uneori se mai utilizează și filtre active LC, de tip trece-jos sau trece-sus.

Un caz particular al amplificatoarelor selective îl constituie oscilatoarele sinusoidale (v. secțiunea 5.1).

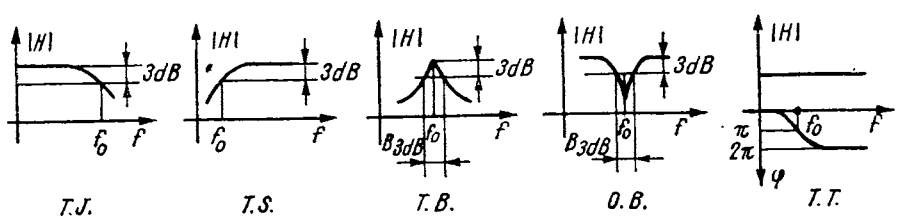


Fig. 3.28. Caracteristici de frecvență ale filtrelor tipice

Amplificatoare selective LC. În fig. 3.29 este prezentată una din configurațiile uzuale ale amplificatoarelor selective LC, de tipul trece-bandă [14, 19, 20]. Atît la intrare cît și la ieșire se folosesc circuite acordate paralel,

cu frecvențele de rezonanță (pentru care impedanța circuitului este maximă).

$$\omega_{01} = 1/\sqrt{L_1C_1}; \qquad \omega_{02} = 1/\sqrt{L_2C_2} \tag{3.38}$$

Atunci cînd $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0$, circuitele sînt aliniate. Se pot alege însă valori diferite pentru rezonanțe (de exemplu $\omega_{01} = \omega_0 - \Delta\omega_0$, $\omega_{02} = \omega_0 + \Delta\omega_0$), formîndu-se un amplificator cu circuite decalat acordate. Astfel de amplificatoare pot conține n circuite cu frecvențele $\omega_{01}, \omega_{02}, \ldots$ $\ldots \omega_{0n}$, alese după diverse criterii (de exemplu după o metodă Butherworth prin care să se obțină o caracteristică de maxim plat, superioară unei caracteristici de amplificator cu circuite aliniate). Folosind circuite decalat acordate se obțin benzi sensibil mai largi.

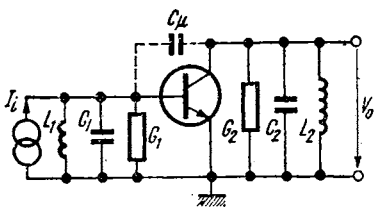


Fig. 3.29. Amplificator selectiv LC

În cazul amplificatoarelor cu circuite aliniate se găsește banda de frecvențe la 3 dB pentru un singur circuit acordat

$$B_{3\,\mathrm{dB}} = G_2/C_2 = \omega_2'' - \omega_2' \tag{3.39}$$

unde ω_2'' și ω_2' sînt frecvențele rezultate din egalitățile

$$V_0/(I_iG_1) = |H(j\omega_0)| = \sqrt{2}\,|H(j\omega_2')| = \sqrt{2}\,|H(j\omega_2'')| \tag{3.40}$$

Problemele care apar pentru etajul din fig. 3.29 constau în asigurarea posibilității reglării independente a valorilor ω_{01}, ω_{02} precum și în evitarea apariției de oscilații parazite [4, 10, 14, 19]. Astfel, admitanța de intrare Y_i este de forma

$$Y_i = y_{ie} + \frac{j\omega C_\mu g_m}{y_{0e} + Y_2} \tag{3.41}$$

unde y_{ie}, y_{0e} sînt parametrii y ai tranzistorului pentru conexiunea cu emitorul comun, iar g_m panta sa. La frecvențe mai mici decît valoarea de rezonanță admitanța $Y_2 = j\omega C_2 + G_2 + 1/j\omega L_2$ are caracter inductiv, și în expresia (3.41) apare o conductanță negativă, (datorită celui de-al doilea termen), care în paralel cu circuitul din bază poate duce la oscilații parazite. Fenomenul este cu atît mai supărător, cu cît valoarea capacității de reacție (C_μ) a tranzistorului este mai mare. În mod practic se utilizează tranzistoare cu $C_\mu = 0{,}1 - 0{,}3$ pF sau se folosesc montaje cascod (v. fig. 3.20 *a*), care reduc foarte mult efectul de reacție al capacității C_μ.

Amplificatoarele selective *LC* se întîlnesc în aparate de măsură din domeniul frecvențelor medii și înalte (10 kHz — 500 MHz), o aplicație tipică fiind voltmetrele selective.

Filtre active RC. Asocierea unor amplificatoare cu filtre pasive RC (de exemplu v. tabelul 5.2) duce la realizarea de filtre active RC [1, 22, 29]. Amplificatoarele folosite sînt în majoritatea cazurilor operaționale, în special integrate. Filtrele active sînt folosite în distorsiometre și voltmetre selective

de joasă frecvență (5 Hz — 1 MHz), în oscilatoare interferențiale sau sintetizoare, etc.

Una din posibilitățile de realizare economică a filtrelor active este ilustrată în fig. 3.30. În ipoteza unei amplificări infinite se obține funcția de transfer

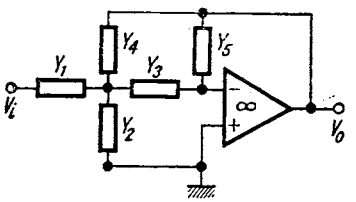


Fig. 3.30. Filtru activ cu circuit integrat

$$H(j\omega) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-Y_1Y_3}{-Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3Y_4} \tag{3.42}$$

Din relația (3.42) se poate deduce funcțiile de transfer ale filtrelor: trece-jos, pentru $H_1 = 1/R_1$, $Y_2 = j\omega C_2$, $Y_3 = 1/R_3$, $Y_4 = 1/R_4$, $Y_5 = j\omega C_5$; trece-sus, pentru $Y_1 = j\omega C_1$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$, $Y_5 = 1/R_5$; trece-bandă pentru $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = 1/R_2$; $Y_3 = j\omega C_3$, $Y_4 = j\omega C_4$, $Y_5 = 1/R_5$.

Alte posibilități de realizare a filtrelor active constau în folosirea de amplificatoare cu cîștig constant sau utilizarea unei metode generale sinteză a oricărei funcții de transfer cu ajutorul unor integratoare operaționale [22].

Mai rar se folosesc filtre active cu convertoare de impedanță negativă sau cu giratoare [22, 28]. Convertorul de impedanță negativă este de obicei un amplificator cu reacție pozitivă, care transformă o impedanță pozitivă într-una negativă, iar giratorul prezintă la intrare o inductanță echivalentă, în condițiile conectării la ieșirea sa a unui capacitor (v. fig. 3.32).

În esență, toate metodele enumerate mai sus folosesc reacția pozitivă sau negativă în obținerea diverșilor coeficienți din funcția de transfer. Schemele prezentate în secțiunea 5.1.3 ca oscilatoare pot fi considerate filtre T.B., în condițiile reducerii reacției pozitive sub limita de amorsare. Parametrii filtrelor T.B., O.B. și T.T. sînt prezentați și în secțiunea 5.1.2.

Pentru filtrele T.J, sau T.B. pot exista mai multe modalități de proiectare [21, 22]: cu caracteristică de amplitudine de maxim plat (filtre Butherworth), cu pantă mare de atenuare pentru evitarea supracreșterilor la impulsuri dreptunghiulare (filtre Thompson), cu răspuns optimizat la impulsuri (filtre parabolice), etc.

Pentru frecvențe mai ridicate sau în scheme cu reglaj de frecvență și de bandă se pot utiliza scheme cu componente discrete, ca cea din fig. 3.31, schemă utilizată în distorsiometre, cu funcția de transfer O.B.

$$H(j\omega) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1 - (\omega CR)^2}{1 - (\omega CR)^2 + j3\omega CR} \tag{3.43}$$

Inductanțe simulate. La joasă frecvență, unde inductoarele ar fi de dimensiuni mari, sau în circuitele integrate, unde inductoarele nu se pot realiza fizic, inductanțele trebuie simulate [22, 28] operația fiind efectuată de un etaj special numit girator. La joasă frecvență giratorul este de obicei un circuit integrat, obținîndu-se pe această cale inductanțe mari și precise, cu factori de calitate mari. La frecvențele înalte se utilizează scheme mai simple, cum ar fi tranzistorul de reactanță (v. secțiunea 5.1.10).

În fig. 3.32 este reprezentat un girator și impedanța de intrare echivalentă, simulînd un inductor cu pierderi, conectat la masă. Există giratoare cu mai multe amplificatoare operaționale, care simulează inductoare flotante, cu pierderi foarte mici.

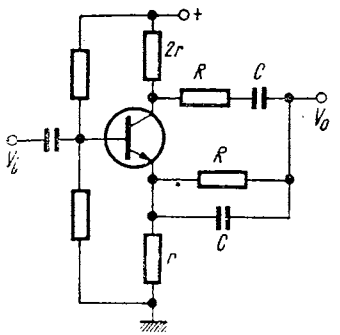


Fig. 3.31. Filtru activ cu componente discrete

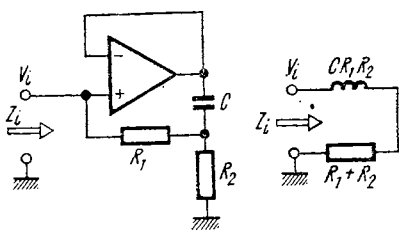


Fig. 3.32. Simularea unei inductanțe cu un amplificator operațional

3.1.7. ATENUATOARE

Pentru măsurarea unor semnale de amplitudine mică, acestea se amplifică. În cazul unor amplitudini mari, semnalele se reduc cu ajutorul atenuatoarelor (divizoarelor). În curent continuu se folosesc atenuatoare rezistive, ca cel din fig. 3.33 *a*, care realizează un raport de divizare

$$V_0/V_i = R_2/(R_2 + R_1) \tag{3.44}$$

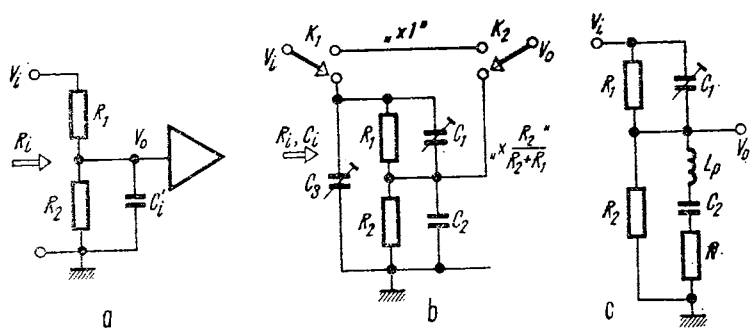


Fig. 3.33. Atenuatoare rezistive:
a — necompensate; *b* — compensate; *c* — compensarea efectului inductanței parazite

Notînd cu ε_1, ε_2 toleranțele rezistoarelor R_1, respectiv R_2, față de valorile ideale, rezultă o eroare (ε) pentru raportul de divizare, față de valoarea ideală,

$$\varepsilon = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)R_1/(R_1 + R_2) \tag{3.45}$$

De exemplu, folosind un raport de divizare ideal $R_2/(R_1 + R_2) = 1/100$ și rezistoare cu toleranțe ε_1, $\varepsilon_2 \pm 1\%$. rezultă un raport de *divizare* real: 1/100 ($1 \pm 2\%$), deci cu toleranța $\varepsilon = \pm 2\%$.

Atenuatoare compensate. [9.18]. În fig. 3.33 *a* în paralel cu R_2 apare capacitatea de intrare C_i'(5 — 50 pF), *a* amplificatorului. Ca atare se formează un filtru T.J. (v. fig. 3.28), care prezintă o frecvență critică la 3 dB.

$$\omega_i = 1/C_i'(R_1 \,||\, R_2) \tag{3.46}$$

În relația (3.46) se impun anunite valori pentru R_1 și R_2. Cînd divizorul este situat chiar la intrarea unui aparat, se impun valori mari pentru rezistența de intrare $R_i = R_1 + R_2$ (uzual $R_i = 1 - 10$ MΩ), rezultînd valori scăzute pentru $\omega_i(f_i = 300$ Hz — 30 kHz). Pentru a putea opera cu frecvențe înalte se folosesc divizoarele compensate, reprezentate în fig. 3.33 b. Obținerea unui răspuns V_0/V_i, constant cu frecvența, implică egalitatea

$$C_1R_1 = C_2R_2 \tag{3.47}$$

În capacitatea C_2 este inclusă și capacitatea C_i'. Datorită capacităților parazite este greu de obținut și reglat o valoare C_1 mai mică decît 1 pF și ca atare se impun condițiile

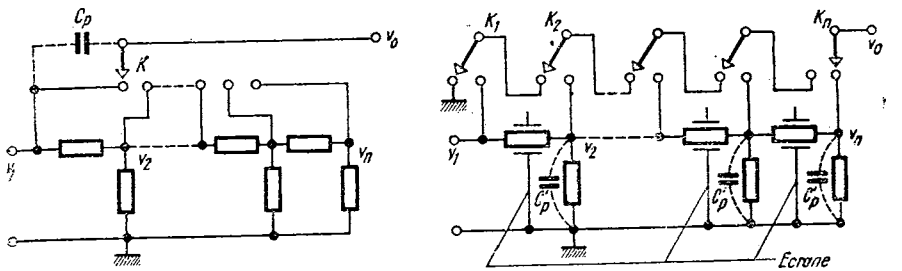
$$C_2 \geqslant C_i'; \qquad C_1 > 1\text{pF} \tag{3.48}$$

Egalitatea (3.47) este îndeplinită practic prin reglajul trimerului C_1. Deoarece diversele trepte de atenuare se schimbă cu un comutator mecanic (K_1 și K_2 pentru fig. 3.33 *b*), pot rezulta capacități de intrare, C_i, depinzînd de poziția comutatorului. Pentru evitarea acestui neajuns se prevăd trimerele C_3, reglabile pentru fiecare scară, astfel încît în final să se obțină o valoare constantă pentru C_i. Un exemplu de atenuator compensat: $R_1 = 999$ KΩ, $R_2 = 1$ KΩ, $C_1 \approx 2$ pF, $C_2 = 2$nF, $C_3 \approx 8$ pF, C_p (capacitatea parazită a bornei de intrare și a comutatorului) ≈ 15 pF, rezultînd $R_i = 1$ MΩ, $C_i = 25$ pF ($C_i \approx C_1 + C_3 + C_p$).

Atenuatoarele compensate se folosesc pînă la frecvențe maxime de 100—150 MHz. O problemă dificilă apare în cazul unor atenuări mari (1/1 000) la frecvențe înalte, peste cîțiva megahertzi. Deoarece se folosesc elemente $C_2 = 1 - 5$ nF, inductanțele serie parazite L_p (v. fig. 3.33 *c*) ale terminalelor și ale capacitoarelor conduc la rezonanțe serie, și implicit la deteriorarea caracteristicii V_0/V_i în funcție de frecvență; pentru evitarea acestui neajuns se folosesc conexiuni cît mai scurte, valori minime pentru C_2, capacitoare cu inductanță parazită mică, precum și mici rezistențe ($R = 5 - 50$ Ω) înseriate cu C_2 (v. fig. 3.33 *c*).

Sondele atenuatoare [25] sînt formate dintr-un divizor compensat (uzual 1/10), situat constructiv într-un cap de măsură, care se conectează direct la punctul de măsură. Referitor la fig. 3.33 *b*, elementele R_1 și C_1 sînt situate în capul de măsură; R_2 reprezintă rezistența de intrare a unui anumit aparat (voltmetru, osciloscop, etc.); capacitatea C_2 este formată din capacitatea de intrare și cea a cablului coaxial care leagă capul de măsură cu intrarea aparatului, iar capacitorul C_3 nu se mai prevede. Principalul avantaj al sondelor (probelor) atenuatoare constă în reducerea capacității de intrare a unui

aparat de măsură (deși se reduce și sensibilitatea). Un exemplu de sondă: $R_1 = 9$ MΩ, $C_1 = 11$ pF, $R_2 = 1$ MΩ, $C_2 = 100$ pF, C_p (capacitatea parazită a circuitului de intrare) ≈ 2pF, rezultînd o impedanță de intrare a sondei de circa 10 MΩ || 12 pF (față de intrarea directă pe aparat: 1 MΩ || 47 pF) și o sensibilitate globală de 10 ori mai redusă.



a b

Fig. 3.34. Atenuator cu impedanța de ieșire constantă:
a — neecranat; *b* — ecranat.

Divizoare rezistive. Între diversele etaje de amplificare se folosesc divizoare cu rezistoare de valoare mică (10 Ω — 1 kΩ), funcționînd pînă la frecvențe mari (10 — 100 MHz). Generatoarele utilizează divizoare similare la ieșire (v. secțiunea 5.1.10), pentru a obține o dinamică mare (1 μV — 1V la înaltă frecvență și 100 μV — 10 V la joasă frecvență) [7]. Totuși, și în acest caz trebuie asigurate ecranări corespunzătoare, pentru a evita capacitățile parazite, care ar putea micșora atenuarea la frecvențe înalte. În fig. 3.34 este prezentat un atenuator cu impedanța de ieșire constantă (cu valori uzuale de 50, 75 și 600 Ω); varianta din fig. 3.34 *a* este improprie folosirii la 10—20 MHz, capacitatea parazită C_p(0,1 — 1 pF) constituind un șunt al atenuatorului la frecvențe înalte; varianta din fig. 3.34 *b*, cu celulele de atenuare ecranate, se pretează funcționării la frecvențe înalte.

Utilizînd celulele în π, ecranate în mod deosebit, și interpuse în calea semnalului cu ajutorul unor microcomutatoare comandate cu un ax cu came, se realizează atenuatoare rezistive cu impedanța caracteristică de 50 Ω, funcționînd pînă la frecvențe de 1 GHz [7].

3.1.8. MULTIPLICATOARE ELECTRONICE

Multiplicatoarele electronice prezintă la ieșire o tensiune proporțională cu produsul a două tensiuni aplicate pe intrări. Simbolul multiplicatorului este prezentat în fig. 3.35. În multe aparate electronice, cum ar fi generatoarele modulate în amplitudine, oscilatoarele interferențiale, sintetizoarele de frecvență, voltmetrele de valoare eficace, modulometrele, etc., se folosesc multiplicatoare electronice.

Multiplicatoare cu tranzistoare bipolare. Folosind dependența exponențială curent-tensiune a unei joncțiuni de diodă sau a joncțiunii bază-emitor

a unui tranzistor, se pot realiza multiplicatoare de semnal mic, ca de exemplu cel din fig. 3.36 pentru care au loc relațiile

$$i_C = I_{CS} \exp(v_{BE}/V_T) = I_{CS} \exp[(V_{BE} + v_1 + v_2)/V_T] = \\ = I_C \exp[(v_1 + v_2)/V_T] \tag{3.49}$$

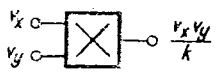


Fig. 3.35. Simbolul multiplicatorului

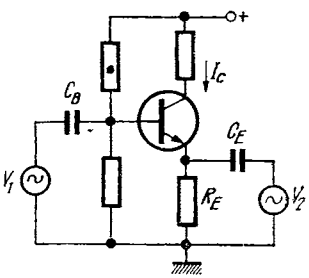


Fig. 3.36. Multiplicator cu tranzistor

unde I_{CS} este curentul rezidual, V_{BE}, I_C — valorile de punct static, $V_T = KT/e$ ($\approx$ 26 mV, la 23°C). Dezvoltînd în serie relația (3.49) și neglijînd termenii de grad mai mare decît doi, se obține componenta variabilă a curentului de colector

$$i_c \approx I_C \left[1 + \frac{v_1 + v_2}{V_T} + \frac{1}{2}\frac{(v_1 - v_2)^2}{V_T^2}\right] \approx \\ \approx I_C \left[1 + \frac{2(v_1 + v_2)V_T + v_1^2 + v_2^2}{2V_T^2} + \frac{v_1 v_2}{V_T^2}\right]. \tag{3.50}$$

În cazul unor tensiuni sinusoidale $v_1 = V_1 \sin \omega_1 t$ și $v_2 = V_2 \sin \omega_2 t$, componenta utilă $[v_1 v_2 (\sin \omega_1 t)(\sin \omega_2 t)\, V_T^2]$ din relația (3.50) se poate extrage cu un filtru T.J. în cazul selectării frecvenței $(\omega_1 - \omega_2)$ sau cu un filtru T.B. în cazul selectării frecvenței $(\omega_1 + \omega_2)$.

Pentru a obține multiplicarea unor semnale de orice formă și frecvență (inclusiv tensiuni continue), se folosesc scheme complexe, ca de exemplu fig. 3.22.

În fig. 3.37 este prezentată schema unui multiplicator [1, 28], fabricat în formă monolitică. Presupunînd identice tranzistoarele T_3 și T_4, și T_5, și T_6, rezultă expresiile

$$i_3 + i_4 = i_7 = I_0' + v_y/R_y \tag{3.51}$$

$$i_3 = I_{CS} \exp(v_{BE3}/V_T); \qquad i_4 = I_{CS} \exp(v_{BE4}/V_T) \tag{3.52}$$

$$i_3/i_4 = \exp(v_{BE3} - v_{BE4})/V_T = \exp(v_x'/V_T) \tag{3.53}$$

$$i_3 = i_7 \frac{\exp(v_x'/V_T)}{1 + \exp(v_x'/V_T)}; \qquad i_4 = i_7 \frac{1}{1 + \exp(v_x'/V_T)} \tag{3.54}$$

Urmînd o cale similară celei descrise prin relațiile (3.51) – (3.54) se obțin expresiile

$$i_5 + i_6 = i_8 = I_0' - v_y/R_y \tag{3.55}$$

$$i_5 = i_8 \frac{1}{1 + \exp(v_x'/V_T)}; \qquad i_6 = i_8 \frac{\exp(v_x'/V_T)}{1 + \exp(v_x'/V_T)} \tag{3.56}$$

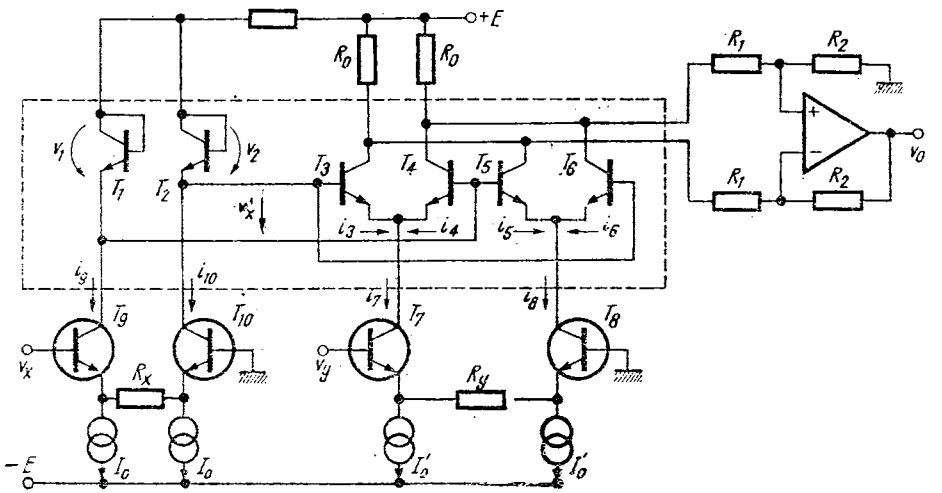


Fig. 3.37. Multiplicator cu circuite integrate

Cu ajutorul amplificatorului operațional se efectuează diferența

$$(i_3 + i_5) - (i_4 + i_6) = v_0 k' \tag{3.57}$$

unde $1/k' = R_0R_2/(R_1 + R_0)$. Introducînd relațiile (3.54), (3.56), completate cu expresiile (3.51), (3.55), în relația (3.57), se obține tensiunea de ieșire

$$v_0 = 2v_y[\exp(v_x'/V_T) - 1]/k'R_y[\exp(v_x'/V_T) + 1]. \tag{3.58}$$

Dacă se dezvoltă în serie relația (3.58) și se fac neglijări corespunzătoare condiției $v_x' \ll V_T$, se obține expresia

$$v_0 \approx v_x'v_y/R_yk'V_T \tag{3.59}$$

Operînd cu tensiuni $v_y < 10$ mV se obțin erori mai mici decît 1% la efectuarea produsului, rezultat satisfăcător în unele aplicații.

Pentru o multiplicare exactă chiar la semnale mari, se include și etajul cu tranzistoarele identice T_1 și T_2. Rezultă tensiunile

$$v_{BE1} = V_T(\ln i_9 - \ln I_{CS}); \qquad v_{BE2} = V_T(\ln i_{10} - \ln I_{CS}) \tag{3.60}$$

$$v_x' = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln i_9/i_{10} \tag{3.61}$$

Tranzistoarele T_9 și T_{10} furnizează curenții

$$i_9 = I_0 + v_x/R_x; \qquad i_{10} = I_0 - v_x/R_x \tag{3.62}$$

Introducînd expresiile (3.62) în relația (3.61) se obține tensiunea

$$v_x' = V_T \ln \frac{I_0 + v_x/R_x}{I_0 - v_x/R_x} \tag{3.63}$$

Înlocuind valoarea v_x' din expresia (3.63) în relația (3.58), rezultă produsul

$$v_0 = 2v_x v_y/R_x R_y k' I_0 = v_x v_y/k \tag{3.64}$$

Relația (3.64) este exactă, neconținînd nici o aproximație, și este valabilă indiferent de forma și frecvențele tensiunilor v_x și y_y.

Transistoarele $T_1 - T_6$ sînt conținute într-un singur circuit integrat, pentru a se realiza împerecherile necesare și a se asigura stabilitatea termică. Există și circuite integrate care conțin toate elementele schemei din fig. 3.37, cu excepția amplificatorului diferențial. Multiplicatoarele integrate se folosesc atît în curent continuu cît și în regim variabil, pînă la frecvențe de ordinul megahertzilor.

Multiplicatoare cu TEC [4]. Considerînd un tranzistor cu efect de cîmp, se poate realiza un montaj similar celui din fig. 3.36. Folosind o schemă asemănătoare cu cea din fig. 3.37, în care se înlocuiesc însă tranzistoarele $T_3 - T_6$ cu TEC, și se consideră produsul $v_x' v_y$ [v. relația (3.59)], se obțin multiplicatoare cu 1% eroare pentru semnale sub 1 V.

Spre deosebire de cazurile precedente unde *TEC* se foloseau în regiunea de pentodă, în montajul din fig. 3.38, *TEC* se utilizează pentru multiplicare în regiunea de triodă (tensiunea între drenă și sursă variază în jurul valorii zero), regiune în care TEC pot fi asimilate cu rezistențe controlate prin tensiune

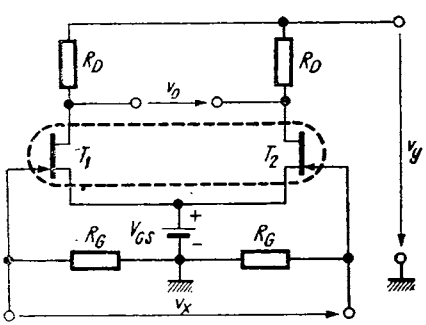


Fig. 3.38. Multiplicator cu TEC în punte

$$r_{ds} = \frac{r_0}{1 - v_{GS}/V_p} \tag{3.65}$$

unde r_{ds} este rezistența între drenă și sursă, iar V_p reprezintă tensiunea de tăiere a unui *TEC* cu canal *n*. În fig. 3.38 se formează o punte, care este în echilibru pentru $V_{GS1} = V_{GS2}$ sau $v_x = 0$ (se presupun două *TEC* identice, $r_{ds1} = r_{ds2}$). La aplicarea unei tensiuni v_x, apar variații de semn contrar ale rezistențelor TEC

$$\frac{\Delta r_{ds1}}{r_{ds1}} \approx \frac{v_x}{2V_p} \cdot \frac{r_{ds}}{r_0}; \qquad \frac{\Delta r_{ds2}}{r_{ds2}} \approx -\frac{v_x}{2V_p} \cdot \frac{r_{ds}}{r_0} \tag{3.66}$$

Tensiunea de dezechilibru a punții va fi (considerînd $r_{ds} = R_D$)

$$v_0 \approx \frac{v_y}{4}\left(\frac{\Delta r_{ds1}}{r_{ds1}} - \frac{\Delta r_{ds2}}{r_{ds2}}\right) \approx \frac{r_{ds}}{4r_0 V_p} v_x v_y \tag{3.67}$$

Alte multiplicatoare. Pentru frecvențe mai scăzute se pot utiliza multiplicatoare cu fotorezistoare, cu efect Hall, etc.

Aplicațiile multiplicatoarelor. Multiplicatoarele se folosesc în următoarele scopuri [1, 28]:

— multiplicare $v_0 = v_1 v_2/k$ (v. fig. 3.35)

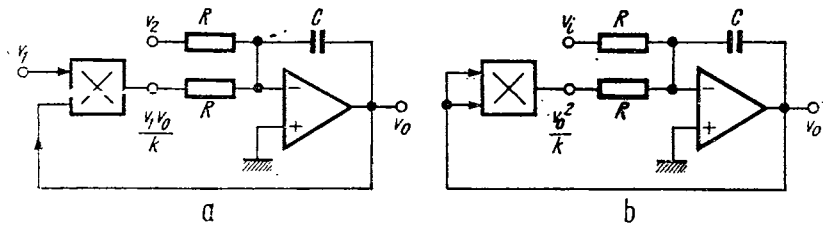


Fig. 3.39. Dispozitive operaționale cu multiplicatoare:
a — divizor; *b* — circuit pentru extragerea radicalului

— divizare analogică; din fig. 3.39 *a* se deduc expresiile $v_1 v_0/kR + v_2/R = 0$ [v. relația (3.27)] și deci $v_0 = -kv_2/v_1$; capacitorul C asigură stabilitatea în buclă închisă a amplificatorului.

— extragere de radical; din fig. 3.39 *b* se deduc expresiile $v_0^2/kR + v_i/R = 0$ și deci $v_0 = \sqrt{-kv_i}$

— obținerea de impedanțe comandate; schema din fig. 3.40 *a* se poate echivala la intrare cu cea din fig. 3.40 *b* [v. relația (3.19)]. rezultînd o impedanță variabilă în funcție de tensiunea de comandă, v.

Multiplicatoarele se utilizează în detectoare sincrone, în circuite cu calare de fază, în circuite de calcul analogic, în wattmetre, în circuite pentru controlul automat al amplificării, etc. [1, 28].

3.1.9. DETECTOARE DE AMPLITUDINE

Detectoarele de amplitudine sînt etaje care transformă o tensiune variabilă într-o tensiune continuă (cazul convertoarelor alternativ-continuu) sau într-o tensiune de joasă frecvență (cazul detectoarelor de anvelopă, folosite

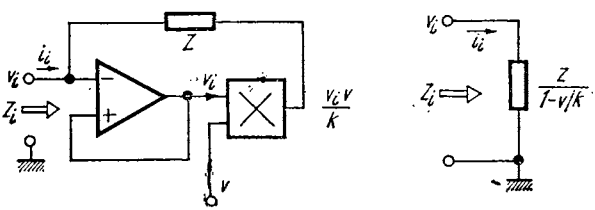


Fig. 3.40. Impedanță comandată

pentru undele modulate în amplitudine). Detectoarele de amplitudine sînt utilizate în voltmetrele de curent alternativ, în generatoarele de semnal, etc., pentru măsurarea nivelului sau a gradului de modulație.

Detectoare de vîrf. Aplicînd o tensiune variabilă v_i, tensiune reprezentată în fig. 3.41, unui detector de tip serie (fig. 3.42 *a*) sau paralel (v. fig. 3.42 *b*), în ipoteza V_M, $V'_M \gg V_D$ (V_D reprezintă tensiunea diodei în conducție directă), la ieșirea detectorului se obține o tensiune continuă $V_0 \approx V_M$; inversînd polaritățile diodei din fig. 3.42 *a*, *b* rezultă $V_0 \approx -V'_M$. Schema paralel — serie din fig. 3.42 *c* realizează $V_0 \approx V_M + V'_M$. Rezistențele de intrare în detector (mediate în timp) sînt $R_i = R/2$, $R_i = R/3$, $R_i = R/6$, corespunzător fig. 3.42 *a*, *b*, *c*.

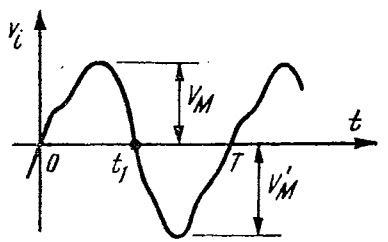


Fig. 3.41. Tensiune periodică de măsură

Domeniul de frecvențe în care funcționează aceste detectoare poate fi extins între 20 Hz — 1 GHz. Sondele de măsură ale voltmetrelor de înaltă frecvență au conectate în vîrf un detector paralel sau paralel-serie.

Pentru a obține detectoare de vîrf în cazul unor semnale mici și de frecvențe nu prea înalte, se folosesc amplificatoare operaționale [1, 29], conform fig. 3.42 *d*. Tensiunea V_D, de conducție directă a diodei, este redusă foarte mult prin reacție, astfel încît se pot detecta semnale cu valori de vîrf V_M, $V'_M \gg V_D/a$. De exemplu: $V_D = 0{,}2$ V și $a = 10^4$; se poate considera o detecție de vîrf pentru V_M, $V'_M > 2$ V în cazul fig. 3.46 *a*, *b*, *c* sau pentru V_M, $V'_M > 0{,}2$ mV în cazul fig. 3.42 *d*. Pentru toate cazurile prezentate tensiunea V_0 este continuă și egală cu valoarea de vîrf, dacă se respectă condiția

$$C(R \,||\, r_i) \gg T \gg C(r_d + R_g) \tag{3.68}$$

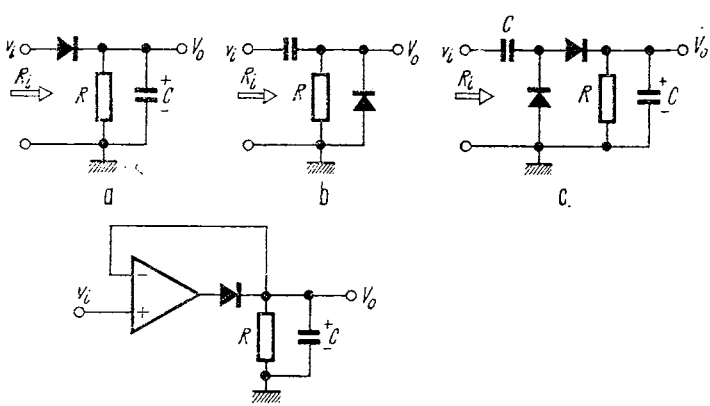


Fig. 3.42. Detectoare de vîrf:
a — serie; *b* — paralel; *c* — paralel serie; *d* — cu amplificator operațional

unde r_d și r_i sînt rezistențele diodelor (liniarizate), corespunzătoare regimului de conducție și respectiv regimului de blocare; R_g — rezistența de generator a sursei conectate la intrarea detectorului pentru fig. 3.46 *a*, *b*, *c* sau rezistența

de ieșire a amplificatorului pentru fig. 3.46 *d*; T — perioada semnalului de măsură.

În cazul unei unde modulate în amplitudine, $v_i = V_i(\cos \omega_0 t)\ (1 + m \cos \omega_m t)$, se folosesc detectoare de anvelopă [21], care respectă condiția

$$2\pi/\omega_m = T_m \gg C(R \,||\, r_i) \gg T_0 \tag{3.69}$$

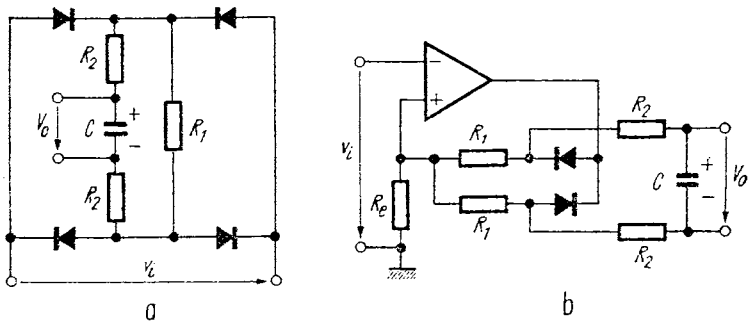


Fig. 3.43. Detectoare de valoare medie:
a — circuit pasiv; *b* — amplificator cu diode în bucla de reacție

La ieșirea detectoarelor de anvelopă rezultă o tensiune $v_0 = V_i(1 + m \cos \omega_m t)$. Separînd cu un capacitor componenta continuă, se obține tensiunea modulatoare. Ca scheme posibile pentru astfel de etaje se pot considera cele din fig. 3.42 cu respectarea condiției (3.69).

Detectoare de valoare medie. Aplicînd tensiunea periodică v_i (v. fig. 3.41) unui detector de valoare medie, schemă prezentată în fig. 3.43 *a*, rezultă o tensiune (se presupune $R_2 \gg R_1$)

$$V_0 = \frac{1}{T}\int_0^T |v_i(t)|\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} v_i\,\mathrm{d}t + \frac{1}{T}\int_{t_1}^{T}(-v_i)\,\mathrm{d}t \tag{3.70}$$

Relația (3.70) este valabilă pentru V_M, $V'_M \gg V_D$ și $R_2 C \gg T$. Pentru amplitudini mici [1, 2, 28] se folosesc scheme cu diodele în bucla de reacție a unui amplificator, pentru care apare condiția V_M, $V'_M \gg V_D/a$, ceea ce duce la o simulare a reducerii căderii de tensiune pe diodă. În fig. 3.43 *b* este schițat un astfel de etaj. Detecția de valoare medie se folosește în majoritatea voltmetrelor de curent alternativ [24] pentru domeniul 0,5 Hz — 20 MHz.

3.1.10. DISCRIMINATOARE DE FRECVENȚĂ

Discriminatoarele de frecvență se folosesc pentru măsurarea deviației de frecvență în cazul semnalelor modulate în frecvență sau pentru măsurarea analogică a frecvenței (aceste circuite furnizînd o tensiune continuă, proporțională cu mărimea de măsurat) în frecvențmetrele analogice, în generatoare unde se mai utizează și pentru controlul automat al frecvenței), etc.

Convertoare analogice frecvență-tensiune. Pentru conversia frecvență-tensiune se poate folosi un circuit pasiv, ca în fig. 3.44 *a*, sau un circuit basculant monostabil, ca în fig. 3.44 *b*.

În primul caz se consideră un semnal dreptunghiular de amplitudine V_i și de frecvență $f_0 = 1/T_0$, o diodă ideală (căderea de tensiune în conducție directă este nulă), precum și condiția $R_1C_1 \ll T_0 \ll R_2C_2$, rezultînd în catodul diodei impulsurile

$$v_1 = V_i \exp(-t/R_1C_1),$$

$$\text{pentru} \quad 0 \leqslant t \leqslant T_0 \qquad (3.71)$$

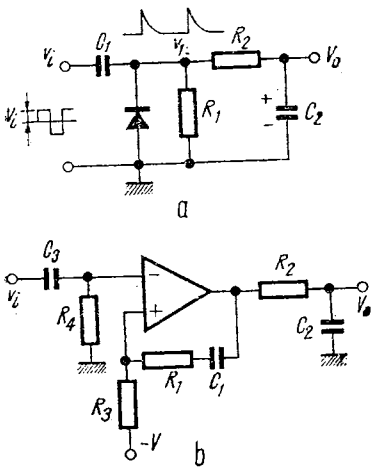


Fig. 3.44. Convertor analogic frecvență-tensiune:
a — cu circuit pasiv; *b* — cu circuit basculant monostabil.

Mediind tensiunea v_1 pe o perioadă, cu ajutorul filtrului R_2C_2, și presupunînd inegalitatea $\exp(-T_0/2R_1C_1) \ll 1$, se obține o tensiune continuă

$$V_0 = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} v_1(t)\,\mathrm{d}t = \frac{R_1C_1}{T_0}V_i = R_1C_1V_if_0 \qquad (3.72)$$

Pentru ca tensiunea V_0 să fie proporțională cu frecvența, nedepinzînd de forma semnalului, tensiunea externă (de frecvență $2f_0$) se formează în prealabil prin trecerea printr-un circuit basculant bistabil, divizor cu doi, la ieșirea acestuia rezultînd impulsuri dreptunghiulare de amplitudine (V_i) constantă și cu raportul semnal-pauză unitar.

Pentru conversia frecvență-tensiune se mai poate utiliza un circuit basculant monostabil [28], ca cel din fig. 3.44 *b*. Aplicînd la intrarea sa impulsuri înguste negative (obținute eventual prin formarea semnalului extern cu ajutorul unui trigger, și apoi prin derivarea impulsurilor dreptunghiulare), circuitul monostabil basculează la fiecare impuls trecînd din starea sa stabilă (tensiunea de ieșire negativă, $-V_{0L}$) într-o stare instabilă (tensiunea de ieșire pozitivă, V_{0H}), unde rămîne un timp constant $\left[T = C_1(R_1 + R_2)\ln\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{V_{0H}-V_{0L}}{V}\right)\right]$. După trecerea intervalului T_1 circuitul basculează singur în starea inițială; la ieșirea sa se obțin impulsuri dreptunghiulare pozitive, de durată T_1 și frecvență f_0 ($T_0/2 > T_1$). Filtrul R_2C_2 permite trecerea doar a componentei continue (V_0) a acestor impulsuri, componentă care este proporțională cu frecvența f_0. Convertorul frecvență-tensiune din fig. 5.13 este realizat după un principiu asemănător cu cel de mai sus.

Discriminatoare de frecvență pentru sisteme MF. Pentru sesizarea unor variații periodice de frecvență (cazul modulației de frecvență) se folosesc

circuite acordate [7, 20]. În fig. 3.45 este redat un mod principial de lucru: generatorul i_i de frecvență înaltă f_0, este modulat în frecvență cu o componentă $f_m \ll f_0$; circuitul LCR fiind acordat cu un mic decalaj față de frecvența f_0, modulația de frecvență (MF) conduce la o modulație de amplitudine

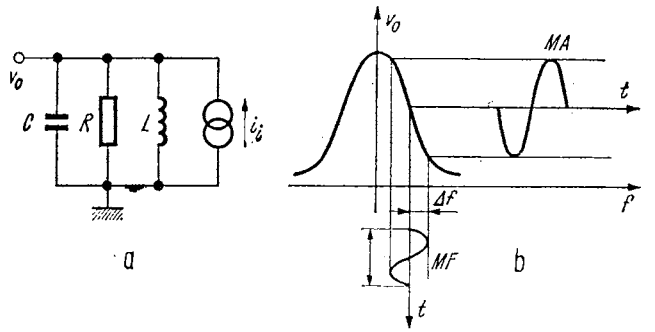


Fig. 3.45. Discriminator de frecvență cu circuit decalat acordat:
a — schema; *b* — formule de undă.

(MA); utilizînd un detector de anvelopă (v. secțiunea 3.1.9), se obține o tensiune de joasă frecvență proporțională cu anvelopa MA, deci proporțională deviația Δf. În generatoare sau receptoare sînt uzuale detectoarele de raport [7].

3.1.11. DISCRIMINATOARE DE FAZĂ

Există o mare varietate de discriminatoare de fază, în funcție de scopul utilizării. Ca exemplu particular se poate cita schema din fig. 5.15. O cale simplă pentru măsurarea fazei este schițată în fig. 3.46. Semnalele externe se transformă în două tensiuni dreptunghiulare v_i, v_i', cu raport semnal-pauză unitar și amplitudini constante. Cu ajutorul unui multiplicator și a unui

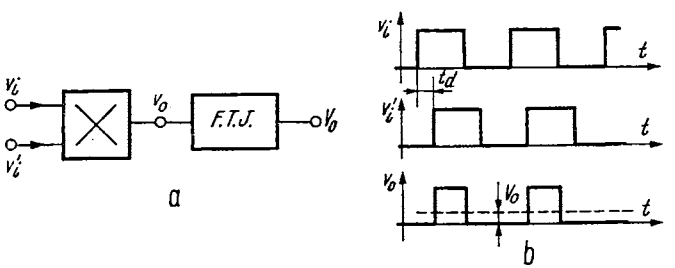


Fig. 3.46. Detector sensibil la fază:
a — schema ; *b* — formele de undă.

filtru trece-jos se obține tensiunea v_0, din care prin filtrare se obține o componentă continuă, V_0, proporțională cu defazajul $(\pi - \varphi)$ sau $(\varphi - \pi)$, după cum defazajul φ, între cele două semnale de intrare (v_i, v_i') aparține intervalelor $[0, \pi]$ și respectiv $[\pi, 2\pi]$.

3.1.12. CIRCUITE BASCULANTE

Circuitele basculante sînt circuite care prezintă două stări distincte la ieșire, trecerea dintr-o stare într-alta făcîndu-se rapid. Aceste circuite se pot realiza după principiile rezistenței negative sau reacției pozitive (v. secțiunea 5.2.2). Circuitele basculante pot fi: bistabile (v. fig. 5.20 *b*), monostabile (v. fig. 3.46 *b*), astabile (v. fig. 3.47).

Circuitele bistabile cu componente discrete pot fi de tip „trigger Schmitt" (v. fig. 5.20 *b*), cînd trec dintr-o stare într-alta atunci cînd tensiunea de intrare crește peste un prag superior sau scade sub un prag inferior, și de tip „divizor cu doi" atunci cînd trecerea dintr-o stare într-alta se face la comanda unuia din fronturile impulsurilor de intrare (se folosesc circuite de derivare și porți cu diode atașate circuitelor bistabile). Specificarea diverselor tipuri de circuite bistabile (*RS*, *D*, *JK*, etc.) și realizarea lor cu circuite integrate digitale este discutată în secțiunea 3.2.

Circuitele monostabile sînt basculate cu un impuls extern, dar după un anumit timp revin singure în starea inițială. Circuitele astabile oscilează, generînd impulsuri.

În prezent sînt din ce în ce mai răspîndite și circuitele basculante realizate cu circuite integrate liniare [1, 2, 28] (v. fig. 5.20 *b*, 3.46 *b*).

În fig. 3.47 este prezentat un circuit astabil întîlnit deseori în aparatura de măsură și control. Generatoarele de curent constant I_1, I_2 pot fi realizate cu tranzistoare sau cu rezistoare alimentate la o tensiune suficient de mare.

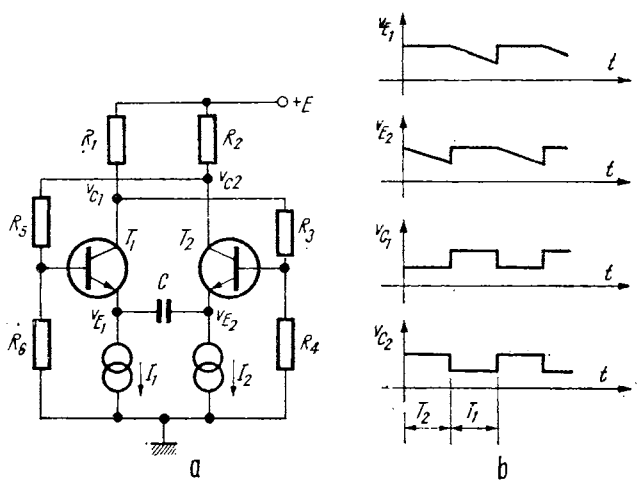


Fig. 3.47. Circuit basculant astabil:
a – schema; *b* – formele de undă.

Din analiza circuitului rezultă perioadele de oscilație și frecvența (în ipoteza $R_1 = R_2$, $R_3 = R_5$, $R_4 = R_6$).

$$T_1 = C\Delta V/I_1; \qquad T_2 = C\Delta V/I_2 \tag{3.73}$$

$$f = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} = \frac{1}{C\Delta V} \cdot \frac{I_1 I_2}{I_1 + I_2} \tag{3.74}$$

ΔV reprezintă amplitudinea tensiunilor în dinți de fierăstrău din emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2, și are expresia

$$\Delta V = (I_1 + I_2)\, R_1 R_4/(R_1 + R_3 + R_4) \tag{3.75}$$

Posibilitățile de utilizare ale circuitului din fig. 3.47 sînt multiple; de exemplu: circuit de comandă în amplificatoarele cu modulare-demodulare (v. fig. 3.7), calibrator în osciloscoape, etaj pilot în generatoarele de impulsuri (v. secțiunea 5.2.3), oscilator comandat în sistemele cu calare de fază (se variază ușor frecvența prin modificarea generatoarelor I_1, I_2), etc.

3.1.13. ELEMENTE PENTRU EVITAREA CUPLAJELOR PARAZITE

Toate echipamentele electrice sau electronice radiază semnale, care captate de diverse elemente componente ale aparaturii de măsură, pot produce erori imprevizibile.

Semnalele perturbatoare pot fi de trei tipuri: electrice, magnetice și electromagnetice (unde plane). Ca atare apar și trei feluri de cuplaje [7]:

Cuplajele parazite electrice apar datorită capacităților parazite C_p, formate între o sursă de semnal și o impedanță receptoare Z_i (de exemplu impedanța de intrare a unui amplificator, conform fig. 3.48 *a*). Tensiunea parazită de cuplaj v_p', care apare pe impedanța Z_i datorită tensiunii perturbatoare v_p, de frecvență f_p, scade odată cu reducerea valorilor f_p, C_p, Z_i. Deoarece impedanța Z_i este impusă de performanțele aparatului, singura cale pentru reducerea cuplajului constă în minimizarea capacității C_p; astfel, se caută mărirea distanței dintre sursa perturbatoare și impedanța Z_i și reducerea suprafețelor de cuplaj. Metoda cea mai eficientă constă în folosirea de ecrane metalice, electrostatice. În fig. 3.48 *b* se prezintă un amplificator cu intrarea ecranată; în mod practic acest lucru se realizează prin folosirea de cutii meta-

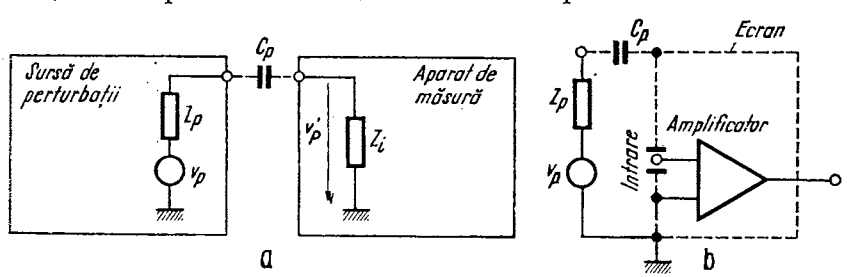


Fig. 3.48. Cuplaje parazite electrice:
a — pentru un aparat neecranat; *b* — pentru un amplificator ecranat

lice (din aluminiu, alamă, etc.) închise și prin utilizarea unor mufe de intrare ecranate (de exemplu mufe BNC).

Cuplajele parazite magnetice apar datorită fluxurilor magnetice, prin efect de transformator. Tensiunea parazită indusă scade odată cu micșorarea curenților sursei care produce fluxul. Pentru reducerea cuplajului se folosesc

următoarele metode: mărirea distanței dintre sursa perturbatoare și circuitul perturbat; așezarea firelor de ducere și întoarcere ale semnalului, alăturat, reducîndu-se astfel foarte mult fluxul parazit (solenațiile tind să se anuleze) sau folosirea de cabluri coaxiale cu fluxuri de scăpări mici; utilizarea de ecrane metalice bune conducătoare sau feromagnetice.

Una din sursele frecvente de paraziți o constituie fluxul de scăpări al transformatoarelor de rețea. Pentru evitarea inducerii unor tensiuni parazite de 50 Hz (60 Hz), amplificatoarele, atenuatoarele, etc. se închid în cutii metalice iar înfășurarea transformatorului se învelește cu o foaie de cupru, care constituie o spiră în scurtcircuit și reduce astfel foarte mult fluxul de scăpări. În același scop se poziționează transformatorul astfel încît liniile de cîmp de dispersie să fie tangențiale la suprafața formată de conductoarele la care se caută evitarea inducerii de tensiuni parazite. Pentru ecranarea magnetică a instrumentelor sensibile sau a tuburilor catodice se folosesc materiale cu permeabilități foarte mari.

Cuplajele parazite electromagnetice apar datorită radiației de cîmp electromegnetic (sub formă de unde plane) la frecvențe foarte înalte; de la 1 GHz în sus toate cuplajele sînt de această natură. Gradul de cuplaj parazit depinde de configurațiile geometrice ale emițătorului și receptorului și de distanța dintre ele. Pentru reducerea interferențelor nedorite etajele electronice se ecranează în cutii metalice (cu conductibilitate bună) complet închise; în cazuri speciale se pot folosi și plase sau trese metalice.

Elemente folosite pentru ecranare și filtrare

Pentru evitarea cuplajelor parazite se folosesc ecranele de diverse tipuri. Ecranele pot fi constituite din carcasa metalică a aparatului, izolîndu-l de influențe externe, sau pot fi constituite din cutii sau pereți metalici interni evitînd cuplaje parazite între diferitele etaje componente ale aparatului.

Pentru conectarea aparatelor între ele sau interconectarea diverselor blocuri se folosesc mufe mamă-tată și cabluri coaxiale. Cablurile coaxiale conțin unul sau mai multe fire pentru transmiterea semnalului și o cămașă externă (tresă metalică), legată la puncte cu impedanță mică față de masă (de obicei chiar la masă); cablurile constituie un ecran electric și magnetic pentru semnalul care circulă prin ele, împiedicînd în același timp și radiația semnalului sub formă de perturbație pentru alte montaje.

Pentru evitarea cuplajelor parazite se folosesc și filtre. În locurile unde ecranul este străbătut de conductoare de semnal sau de alimentare, apar căi pentru pătrunderea sau radiația de semnale parazite. În aceste locuri se montează filtre, care prezintă o impedanță serie mare și o impedanță paralel mică pentru semnalul perturbator. Filtre trece-jos de tip LC sînt utilizate la firele de alimentare pentru a reduce perturbațiile de înaltă frecvență, produse în rețea de unele aparate de măsură (de exemplu generatoarele); inductorul serie (L) permite trecerea normală a curentului de 50 Hz (60 Hz), prezentînd o impedanță mare în înaltă frecvență, iar capacitatorul paralel (C) șuntează la masă semnalul de înaltă frecvență. Pentru reducerea brumului datorat rețelei de alimentare se folosesc filtre oprește-bandă (v. fig. 3.28) conectate la ieșirea surselor de alimentare. În fig. 3.49 *a*, *b* se indică modurile de plasare pe ecran (incorect, respectiv corect) ale unui filtru pentru

frecvențe înalte. Pentru filtrări eficace ale semnalelor de înaltă frecvență (zeci și sute de megahertzi) se folosesc condensatoarele de trecere, care prezintă inductanțe minime; condensatoarele de trecere au două armături concentrice, una externă, lipită direct la masă (de obicei chiar pe ecran), iar cealaltă constituind firul „cald" al cărui semnal trebuie filtrat. Pentru separări bune la înaltă frecvență, ale diverselor etaje, se mai folosesc filtre cu „bead"-uri; acestea

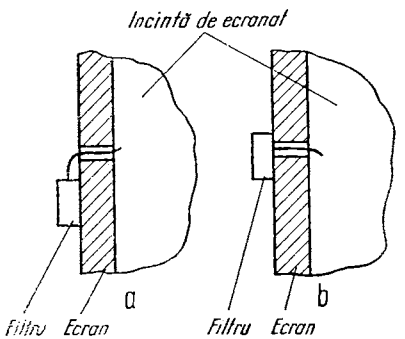


Fig. 3.49. Plasarea filtrului pentru frecvențe înalte, pe ecran:
a — incorectă; *b* — corectă

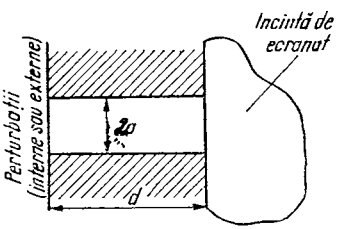


Fig. 3.50. Practicarea unor treceri prin ecrane

reprezintă mici cilindri de ferită cu cîteva găuri longitudinale, prin care trece firul cald. Un astfel de „bead" simulează o rezistență de cîteva sute de ohmi pe o plajă largă de frecvențe înalte (10 — 300 MHz). Asociind un condensator de trecere (în paralel pe alimentarea etajului) cu un „bead" conectat între sursa de alimentare și etajul respectiv) se obține un circuit similar unui filtru RC, eficace la frecvențe înalte; un astfel de filtru, lipsit de rezonanțe parazite, este superior unui filtru LC clasic.

Casetele aparatelor necesită practicarea unor găuri prin ecrane pentru ventilație; în cazul cuplajelor electromagnetice aceste găuri trebuie să aibă diametrul de cîteva ori mai mic decît lungimea de undă perturbatoare. Dacă sînt necesare găuri largi, acestea trebuie acoperite cu o tresă fină.

În multe aparate destinate a lucra la frecvențe înalte trebuie practicate orificii pe ecrane pentru trecerea tijelor sau axelor unor claviaturi, comutatoare, potențiometre, etc. În acest caz se folosesc orificii practicate prin ecrane, ca cel din fig. 3.50, care acționează ca ghiduri de undă și atenuează semnalele cu frecvențe mai mici decît frecvența de tăiere a ghidului, conform relației

$$\text{Atenuarea} \quad (\text{dB}) = 54{,}5 \frac{d}{\lambda_c} \left[1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{3.76}$$

unde: λ_c — lungimea de undă de tăiere a ghidului ($\lambda_c = 3{,}412\ a$); λ — lungimea de undă a semnalului perturbator; d și a — dimensiunile în metri. Pentru frecvențe mai mari decît frecvența de tăiere a ghidului, semnalul parazit

este condus neatenuat în incinta ecranată. De exemplu, pentru $2a = 1$ cm, $d = 1$cm, $\lambda_c = 0{,}017$ m, se obține o atenuare de circa 32 dB pentru semnale parazite cu frecvența mai mică decît 4 GHz.

Conectarea la masă. În cadrul unui aparat de măsură pot apare interferențe nedorite, datorită modului de conectare la masă al diverselor etaje [7]. Pentru aparatele de joasă frecvență (maxim cîțiva megahertzi) se folosește

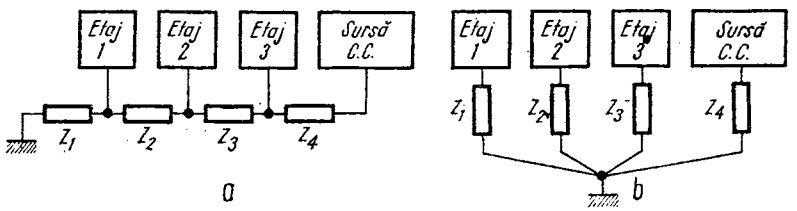


Fig. 3.51. Conectarea la masă a etajelor de joasă frecvență ale unui aparat electronic:

a — incorectă; *b* — corectă

o conexiune cu un singur punct de masă, conform fig. 3.15 *b*. Se fac notațiile: Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 — impedanțele conductoarelor de masă; etajele 1, 2, 3 — etaje electronice prin care trec curenți de aceeași natură cu cel de măsurat, nivelul de curent fiind minim în etajul 1 și maxim în etajul *3*. În cazul fig. 3.15 *a*, prin impedanțele $Z_1 - Z_4$ (conținînd rezistențe și inductanțe) se introduc semnale parazite la etajele de nivel mic, în special la etajul *1*, sau se închid bucle de reacție parazite, care pot schimba complet funcționarea aparatului (în special la utilizarea unor amplificări foarte mari sau a unor benzi largi de frecvențe). În fig. 3.51 *b* aceste efecte nu mai apar.

Aparatele de măsură pot fi flotante sau legate la pămînt, după cum masa electrică a aparatului este separată, respectiv conectată la pămînt; pămîntul se conectează întotdeauna printr-un al treilea conductor la șasiul metalic al aparatului, pentru a asigura protecția operatorului. Deoarece multe aparate de măsură nu sînt flotante, la frecvențe joase se închid bucle parazite prin pămînt, într-un mod asemănător cu cel descris în fig. 3.15 *a*, ceea ce poate duce la erori de măsură. Uneori, pentru evitarea acestui neajuns se folosesc voltmetre autonome (alimentate la baterii) sau transformatoare de ieșire pentru generatoare.

Pentru aparatele lucrînd în domeniul frecvențelor înalte, punerea la masă reclamă fire groase (argintate) sau trese, cablaj dublu imprimat cu una din fețe constituind masa, etc. Spre deosebire de cazul din fig. 3.15, se caută conectarea la masă în cît mai multe puncte; distanța dintre două puncte de masă trebuie să fie mult mai mică decît lungimea de undă a frecvenței maxime la care se utilizează aparatul. Ecranele sînt de multe ori turnate din aluminiu. Pentru îmbinările mecanice ale unor ecrane sau ale casetei aparatului (care sînt toate conectate la masă) se folosesc lame elastice sau trese presate care să asigure punerea la masă pe o lungime cît mai mare;

în cazul îmbinărilor cu şuruburi, distanţa între două şuruburi trebuie să fie mult mai mică decît lungimea de undă minimă.

Asupra ecranării şi legării la masă se pot găsi diverse considerente în lucrările [7, 23].

3.1.14. INSTRUMENTE INDICATOARE

Pentru măsurarea analogică a mărimilor electrice se utilizează instrumente indicatoare şi tuburi catodice.

Instrumentele, care în general sînt micro — sau miliampermetre, pot fi bazate pe diverse principii: magnetoelectrice, electromagnetice, electrodinamice, termice. În aparatele de măsură se utilizează în special instrumentele magnetoelectrice; acestea obţin rotirea acului indicator prin folosirea cuplului dat de forţa electromagnetică, care ia naştere între un magnet permanent şi o bobină parcursă de curentul de măsură [7]. Bobina este solidară cu acul indicator şi formează împreună echipajul mobil, care se roteşte în jurul unui ax, fiind mereu atras spre o poziţie de echilibru datorită unor arcuri sau benzi elastice. La trecerea unui curent continuu ia naştere un cuplu proporţional cu valoarea curentului, acul deviind cu un unghi de asemenea proporţional cu curentul. Instrumente magnetoelectrice se caracterizează printr-o liniaritate bună în comparaţie cu celelalte tipuri; faptul că funcţionează numai în curent continuu nu deranjează, deoarece acesta este modul de utilizare în orice aparat de măsură (în cazul unor tensiuni variabile, acestea se detectează). După modul de suspensie al echipajului mobil se deosebesc instrumente cu lagăre şi instrumente cu benzi de torsiune. Ce-a de-a doua categorie a devenit predominantă datorită unei robusteţi mecanice mai mari, precum şi unor performanţe ca precizie şi stabilitate, mai ridicate.

Instrumentele indicatoare pot fi „normale" atunci cînd scările instrumentului sînt sub formă de arce de cerc concentrice, într-un plan paralel cu planul de rotaţie al echipajului mobil, sau „de profil", atunci cînd scările instrumentului sînt pe o suprafaţă perpendiculară pe planul de rotaţie al echipajului mobil. Al doilea tip permite realizarea unor panouri mai mici, dar şi precizii mai reduse datorită erorii de paralaxă. Eroarea de paralaxă este subiectivă şi apare din imposibilitatea unei citiri perfect perpendiculare pe suprafaţa cadranului. La instrumentele normale se adaugă o oglindă pe cadran, sub forma unui arc de cerc; atunci cînd acul şi imaginea sa din oglindă se suprapun se asigură citirea perpendiculară pe cadran şi deci înlăturarea erorii de paralaxă.

În ultimii ani ponderea aparatelor de măsură cu instrumente analogice a scăzut, aparatele numerice devenind majoritare, datorită preciziei superioare (0,005 — 0,5%, în cazul voltmetrelor numerice, ajungînd la 10^{-9} în cazul frecvenţmetrelor, în comparaţie cu 0,1 — 2,5% pentru aparatele analogice), preţului asemănător sau chiar mai redus, robusteţii mecanice şi uşurinţei de citire. Totuşi, folosirea instrumentelor analogice se impune: în aparatele portabile cu consum mic (de exemplu multimetrele de curent continuu, cu consum de 1 — 5 mW), în aparatele unde cerinţele de precizie sînt mai reduse

(de exemplu la indicarea nivelului sau a gradului de modulație, în generatoare), în voltmetrele de curent alternativ (folosite la căutarea unui maxim sau minim pentru acordul unor circuite selective), în aparatele pentru măsurarea mărimilor neelectrice (unde scările pot avea o anumită lege de compoziție, complet neliniară). Instrumente indicatoare miniatură cu precizii extrem de reduse (liniaritate 5 — 20%) sînt folosite la acrodul punților RLC, la sincronizoarele de frecvență pentru menținerea în plaja optimă de sincronizare, la recalibrarea în frecvență a generatoarelor de semnal (prin comparație cu armonicile unui cuarț și detecție), la controlul bateriilor în cazul aparatelor portabile, la indicarea automată a polarității de curent continuu în cazul multimetrelor analogice, etc.

3.2. ELEMENTE COMPONENTE DIGITALE

Tehnica de măsurare actuală reclamă imperios aparate digitale, datorită vitezei și preciziei ridicate, cît și mai ales, faptului că aceste aparate se pretează la automatizarea măsurărilor și prelucrarea rezultatelor pe calculator.

Descrierea exhaustivă a elementelor componente din aparatele digitale depășește considerabil cadrul acestei lucrări, astfel încît în acest capitol vor fi prezentate numai problemele de bază.

3.2.1. SISTEME DE NUMERAȚIE

Orice număr N se poate scrie sub forma:

$$N = \sum_{i=-m}^{n} a_i B^i \tag{3.77}$$

unde B este un număr întreg reprezentînd baza sistemului de numerație, iar $0 \leqslant a_i \leqslant B - 1$ sînt cifrele sistemului de numerație, de asemenea numere întregi.

În forma prescurtată, numărul N în baza B se scrie astfel:

$$N(B) = a_n a_{n-1} \ldots a_1 a_0, \qquad a_{-1} \ldots a_{-m}, \tag{3.78}$$

În activitatea curentă, se folosește sistemul de numerație zecimal ($B = 10$). În aparatele digitale, sistemul de numerație binar ($B = 2$) prezintă avantaje esențiale, deoarece circuitele de comutație prezintă două stări caracteristice (0 sau 1) iar operațiile aritmetice se efectuează comod utilizînd reguli simple ale algebrei logice. În calculatoare se utilizează sistemul de numerație octal ($B = 8$), care permite o conversie extrem de simplă în sistemul binar.

Numărul de ranguri, deci reprezentarea unui număr, crește pe măsură ce baza sistemului de numerație se micșorează.

Conversia numerelor, dintr-un sistem de numerație, în alt sistem de numerație cu altă bază, se poate face relativ simplu, examinînd separat părțile întregi și părțile fracționare.

În cazul unui număr întreg $N(B)$ în baza B, conversia lui în baza b adică în $N(b)$ se efectuează prin următoarele operații: [29]

$$\frac{N(B)}{B} = P_1 + \frac{a_0}{b} \tag{3.79}$$

$$\frac{P_1}{B} = P_2 + \frac{a_1}{b} \tag{3.80}$$

$$\frac{P_n}{B} = P_{n+1} + \frac{a_n}{b} \tag{3.81}$$

care se continuă pînă cînd $P_{n+1} = 0$, rezultînd:

$$N(b) = a_n a_{n-1} \dots a_0 \tag{3.82}$$

De menționat, că operațiile aritmetice necesare pentru conversia numărului $N(B)$ într-o nouă bază b, se efectuează conform, regulilor acestor operații pentru numărul reprezentat în baza B.

În cazul unui număr subunitar în baza B, conversia lui într-un număr în baza b se efectuează prin efectuarea următoarelor calcule simple, de asemenea cu respectarea regulilor operațiilor aritmetice corespunzătoare numărului reprezentat în baza B.

$$N(B) \cdot b = a_{-1} + P_{-2} \tag{3.83}$$

$$P_{-2} \cdot b = a_{-2} + P_{-3} \tag{3.84}$$

$$P_{-m} \cdot b = a_{-m} + P_{-(m+1)} \tag{3.85}$$

În cazul conversiei numerelor subunitare se poate ca procesul să nu se termine pentru $P_{-(m+1)}$ finit, în cazul $P_{-(m+1)} \neq 0$, în care situație apar erori, funcție de rangul lui $P_{-(m+1)}$.

Conversia binar-octală sau inversă prezintă o deosebită simplitate, dat fiind faptul ca faza sistemului octal reprezintă puterea treia a bazei sistemului binar ($8 = 2^3$). Astfel, conversia se efectuează prin simpla corespondență biunivocă dintre numerele binare cu 3 ranguri și cifrele sistemului octal:

binar	octal	binar	octal
000	0	100	4
001	1	101	5
010	2	110	6
011	3	111	7

Conversia numerelor binare în numere zecimale se poate efectua în mod simplu în felul următor.

Considerînd numărul binar

$$N_{(2)} = a_n a_{n-1} \ldots a_1 a_0, \; a_{-1} \ldots . \; a_{-m} \tag{3.86}$$

unde cifrele a_i pot fi, evident, numai 0 sau 1, atunci

$$N_{(10)} = a_n 2^n + \ldots a_1 2^1 + a_0 2^0 + a_{-1} 2^{-1} + a_{-m} 2^{-m} \tag{3.87}$$

Operațiile aritmetice în sistemul binar sînt extrem de simple. Se aplică următoarele reguli:

— pentru adunare

$0 + 0 = 0$

$1 + 0 = 1$

$1 + 1 = 10$, 1 fiind transportat în coloana precedentă

— pentru înmulțire

$0 \times 0 = 0$

$1 \times 0 = 0$

$1 \times 1 = 1$

3.2.2. CODURI NUMERICE

Deoarece circuitele de comutație prezintă două stări caracteristice, este necesar ca datele măsurate sau prelucrate de sistemele digitale să fie codificate în sistemul binar.

Numerele zecimale se reprezintă cu ajutorul simbolurilor binare, rezultînd astfel codurile binar zecimale.

În tehnica numerică se utilizează două tipuri de coduri pentru reprezentarea numerelor zecimale și anume coduri ponderate și coduri neponderate [30, 3].

În cazul codurilor ponderate, fiecărei cifre zecimale îi corespunde o tetradă binară în care fiecare rang a_i are ponderea P_i.

Valoarea Z a cifrei zecimale se poate calcula cu ajutorul relației:

$$Z = P_3 a_3 + P_2 a_2 + P_1 a_1 + P_0 a_0 \tag{3.88}$$

În tabela 3.1. sînt prezentate coduri binare zecimale ponderate, cel mai frecvent utilizat fiind codul 8421.

Codul 2421 este autocomplementar, adică posedă proprietatea că tetradele care reprezintă cifre zecimale a căror sumă este egală cu nouă sînt inverse una față de cealaltă.

Codurile neponderate sînt alcătuite pe baza unor considerente, care au în vedere anumite avantaje.

Tabela 3.1 **Coduri binar — zecimale ponderate**

Codul Cifra zecimală	8—4—2—1	4—2—2—1	2—4—2—1
0	0000	0000	0000
1	0001	0001	0001
2	0010	0010	0010
3	0011	0011	0011
4	0100	1000	0100
5	0101	1001	1011
6	0110	1010	1100
7	0111	1011	1101
8	1000	1110	1110
9	1001	1111	1111

Tabela 3.2 **Coduri neponderate**

Codul Cifra zecimală	Exces 3	Gray	Johnson
0	0011	0000	00000
1	0100	0001	00001
2	0101	0011	00011
3	0110	0010	00111
4	0111	0110	01111
5	1000	0111	11111
6	1001	0101	11110
7	1010	0100	11100
8	1011	1100	11000
9	1100	1101	10000

În tabela 3.2. sînt prezentate cîteva din codurile neponderate, curent utilizate.

Codul „exces trei" derivă din codul ponderat 8—4—2—1 prin adăugarea la fiecare tetradă a numărului zecimal 3. Acest cod prezintă avantajele autocomplementării, cît și prezenței cifrei binare 1 în toate stările.

Codul Gray prezintă caracteristica modificării unui singur rang la trecerea de la o cifră zecimală la cifra zecimală următoare, avantaj esențial la traductoarele de poziție.

Codul Johnson, caracterizat prin deplasarea cifrei binare 1, prezintă avantaje la decadele sincrone și registrele de deplasare a informației.

Pentru reprezentarea numerelor, literelor și a unor simboluri pentru calculatoare se utilizează, de regulă, codul ASCII (American Standard Code for Information Interchange) compus din 7 simboluri binare (biți).

Acest cod oferă astfel $2^7 = 128$ combinații, dintre care sînt utilizate 36 pentru comenzi, 28 pentru caractere speciale, 10 pentru numere, 28 pentru caractere alfabetice și 28 sînt neutilizate. Numerele sînt reprezentate prin codul BCD 1248 după care urmează simbolurile binare 011.

Codul ASCII, extins, cu 8 biți, utilizează ultimul bit pentru controlul de paritate la transmisia informației între sistemele digitale.

3.2.3. CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE

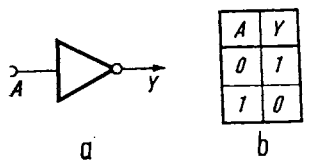
Există trei operații logice fundamentale și anume NU, ȘI, SAU, care se pot efectua asupra variabilelor binare. Operațiile logice se materializează prin circuite logice, (porți de transmisie, care se prezintă succint în cele ce urmează:

Circuitul NU (NOT) are o singură intrare și ieșire, realizînd operația de inversare (complementare), care poate fi aplicată numai unei singure variabile binare. În fig. 3.52, se prezintă simbolul și tabelul de adevăr pentru circuitul NU.

Operația logică efectuată de acest circuit se scriu astfel:

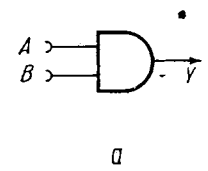
$$Y = \bar{A} \tag{3.89}$$

Circuitul ȘI (*AND*) are mai multe intrări și o singură ieșire, care este în starea 1, numai cînd toate intrările sînt în starea 1. În fig. 3.53. se prezintă simbolul și tabelul de adevăr pentru un circuit ȘI cu două intrări.



A	Y
0	1
1	0

Fig. 3.52. Circuit logic NU;
a — simbol; *b* — tabel de adevăr



A	B	Y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Fig. 3.53. Circuit logic ȘI;
a — simbol; *b* — tabel de adevăr

Operația logică efectuată de acest circuit se scrie astfel:

$$Y = A \cdot B \tag{3.90}$$

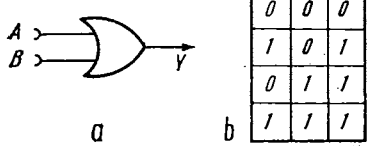
Circuitul SAU *(OR)* are mai multe intrări și o singură ieșire, care este în starea 1, cînd cel puțin una din intrări este în starea 1. În fig. 3.54 se prezintă simbolul și tabelul de adevăr pentru un circuit SAU cu două intrări.

Operația logică efectuată de acest circuit se scrie:

$$Y = A + B \tag{3.91}$$

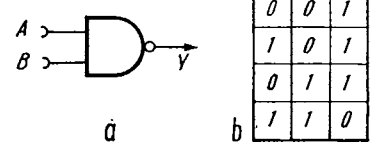
Prin combinarea a minimum două operații logice se pot realiza funcțiuni logice simple. Aceste funcțiuni se materializează de asemenea prin circuite logice, cele mai cunoscute fiind următoarele:

Circuitul ȘI NU *(NAND)* efectuează operațiile logice respective. Ieșirea acestui circuit este în starea 0 numai cînd toate intrările sînt în starea 1.



A	B	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Fig. 3.54. Circuit logic SAU:
a — simbol; *b* — tabel de adevăr



A	B	Y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

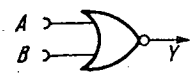
Fig. 3.55. Circuit logic ȘI-NU
a — simbol; *b* — tabel de adevăr

În fig. 3.55. se prezintă simbolul și tabelul de adevăr pentru un circuit ȘI-NU cu două intrări.

Funcțiunea logică a circuitului este

$$Y = \overline{A \cdot B} \tag{3.92}$$

Circuitul SAU-NU *(NOR)* efectuează operațiile logice respective. Ieșirea acestui circuit este în starea 0, cînd cel puțin una din intrări este în starea 1. În fig. 3.56, se prezintă simbolul și tabelul de adevăr pentru un circuit SAU NU.

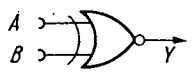


a

A	B	Y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

b

Fig. 3.56. Circuit logic SAU-NU:
a — simbol; *b* — tabel de adevăr



a

A	B	Y
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

b

Fig. 3.57. Circuit logic SAU cu EXCLUDERE:
a — simbol; *b* — tabel de adevăr

Funcțiunea logică a circuitului este

$$Y = \overline{A + B} \tag{3.93}$$

Circuitele „ȘI-NU" și „SAU-NU" se mai denumesc și circuite tip „NUMAI" și respectiv „NICI".

Cirucitul SAU cu EXCLUDERE realizează funcțiunea logică

$$Y = A\bar{B} + \bar{A}B \tag{3.94}$$

în cazul circuitului cu două intrări. Acest circuit produce starea 1 la ieșire, atunci cînd semnalele la intrare sînt complementare ($A = 1$, $B = 0$ sau $A = 0$, $B = 1$). În fig. 3.57, se prezintă simbolul și tabelul de adevăr, pentru circuit.

De menționat că același tabel de adevăr este aplicabil la adunarea a 2 numere binare. Din acest motiv circuitul SAU cu EXCLUDERE mai este denumit și sumator modulo 2.

În algebra logică, cu ajutorul căreia se efectuează analiza și sinteza schemelor cu circuite logice sînt valabile proprietățile de comutativitate, asociativitate și distributivitate, ce sînt caracteristice operațiilor din algebra clasică.

În algebra logică, există însă teoreme care nu sînt valabile în algebra clasică, cele mai importante fiind următoarele:

$$\begin{aligned} &(a)\quad x + 0 = x \\ &(b)\quad x \cdot 1 = x \end{aligned} \tag{3.95}$$

$$\begin{aligned} &(a)\quad x + 1 = 1 \\ &(b)\quad x \cdot 0 = 0 \end{aligned} \tag{3.96}$$

$$\begin{aligned} &(a)\quad x + x = x \\ &(b)\quad x \cdot x = x \end{aligned} \tag{3.97}$$

$$(a)\quad x + \bar{x} = 1$$
$$(b)\quad x \cdot \bar{x} = 0 \qquad (3.98)$$

$$(a)\quad \overline{x + y + \ldots} = \bar{x} \cdot \bar{y}$$
$$(b)\quad \overline{x \cdot y \ldots} = \bar{x} + \bar{y} + \ldots \qquad (3.99)$$

Ultimele două teoreme aparțin lui de Morgan și se aplică circuitelor ȘI-NU și SAU-NU.

În algebra logică, dacă o ecuație este adevărată atunci și duala sa este adevărată. Duala unei ecuații se obține prin schimbarea simbolurilor ȘI cu SAU și reciproc, cît și prin schimbarea stărilor 1 în 0 și reciproc.

În teoremele prezentate mai sus, expresiile „*b*" sînt dualele expresiilor „*a*".

Stările logice 1 și 0 sînt reprezentate în sistemele digitale prin nivele de tensiune, denumite potențial maxim (HIGH) și potențial minim (LOW). În mod convențional, s-au acceptat reguli, care definesc două „tipuri" de logică și anume:

— *logica pozitivă*, în care cel mai pozitiv nivel (HIGH) reprezintă starea logică 1 și cel mai negativ nivel (LOW) reprezintă starea logică 0.

— *logica negativă*, în care cel mai pozitiv nivel (HIGH) reprezintă starea logică 0 și cel mai negativ nivel (LOW) reprezintă starea logică 1.

La schimbarea celor două tipuri de logică, funcțiunea ȘI devine SAU, funcțiunea ȘI-NU devine NICI și reciproc, aplicîndu-se teorema dualității.

Alegerea tipului de logică nu prezintă avantaje din punctul de vedere al studiului circuitelor logice, reprezentînd practic numai o preferință individuală a proiectantului. În orice caz, precizarea logicii cu care se lucrează este imperios necesară, pentru evitarea erorilor de interpretare. Astfel, dacă, la ieșirea în cod BCD 8421 a unui aparat digital, la o decadă sînt prezente următoarele potențiale: maxim, minim, minim, maxim, această informație reprezintă 1001 (cifra zecimală 9) în logica pozitivă și 0110 (cifra zecimală 6) în logica negativă.

În dorința de generalizare și de evitare a erorilor, datorită tipului de logică utilizat, unii autori au introdus drept notații pentru stările circuitele de comutație *H* (High level) și *L* (Low level) în locul numerelor binare.

Această notație nu s-a generalizat, dat fiind dificultatea pentru specialistul în algebră logică, deprins să opereze numai cu simbolurile 1 și 0.

În prezent, se manifestă o tendință aproape generală de utilizare a logicii pozitive, care de altfel va fi aplicată și în cursul acestei lucrări.

3.2.4. CARACTERISTICI PRINCIPALE ALE CIRCUITELOR LOGICE [33]

Caracteristicile principale ale circuitelor logice, care trebuie cunoscute pentru a realiza sisteme digitale cu anumite performanțe sînt următoarele:

Timpul de propagare. Trecerea dintr-o stare în alta impune un anumit timp finit.

Media aritmetică a timpilor de trecere în starea de conducție (t_{on}) și în starea de blocare (t_{off}) se denumește timp de propagare (t_p) sau timp de întîrziere (t_d).

Tensiuni de prag. Tensiunile de intrare pentru care circuitele logice comută dintr-o stare în alta se denumesc tensiuni de prag, sau nivele de schimbare a stărilor.

Marginea de zgomot. În scopul evitării erorilor circuitelor logice, prin schimbarea intempestivă a stărilor, datorită semnalelor perturbatoare, se impune ca diferența tensiunilor de prag să fie cît mai mare.

Circuitelor logice li se asociază două margini de zgomot la intrare, corespunzătoare ambelor stări la intrarea circuitului. Pentru a defini marginile de zgomot la intrarea circuitului logic Y, să presupunem că acesta este comandat de circuitul logic X.

Marginea de zgomot pentru starea 1 reprezintă diferența dintre nivelul corespunzător stării 1 la ieșirea circuitului X și nivelul la care circuitul Y produce starea 0 la ieșire. Marginea de zgomot pentru starea 0 reprezintă diferența dintre nivelul corespunzător stării 0 la ieșirea circuitului X și nivelul la care circuitul Y produce starea 1 la ieșire.

Marginile de zgomot rezultă din caracteristica de transfer a circuitului funcție de valorile tipice ale nivelelor (Typical Noise Margins) sau funcție de cele mai defavorabile nivele (Worst Case Noise Margins), în condițiile variațiilor maxim admise ale tensiunii de alimentare, temperatură și sarcină.

Capacitatea de comandă. În mod curent, un circuit logic este destinat să comande, sau să fie comandat de alte circuite logice.

Astfel, pentru un circuit logic interesează numărul N maxim (fan-out) de intrări de circuite similare ce pot fi conectate la ieșirea sa și numărul M maxim (fan-in) de ieșire de circuite similare ce pot fi conectate la intrarea sa.

Puterea disipată. Puterea disipată depinde de mai mulți factori și anume: viteza, starea și sarcina circuitului logic cît și de variația tensiunii de alimentare. De regulă, puterea disipată se specifică ca o valoare medie, cînd circuitul rămîne în cele două stări logice timpi egali.

Temperatura de lucru impune domeniul temperaturii ambiante în care se garantează performanțele circuitului.

3.2.5. TIPURI DE CIRCUITE LOGICE

Dezvoltarea explozivă a circuitelor logice a fost consecința firească a succesului tehnologiei dispozitivelor semiconductoare.

Primele circuite logice au fost realizate cu cele mai simple dispozitive semiconductoare și anume cu diode, care au permis realizarea funcțiunilor de bază ȘI, SAU. Tranzistorul, prin însăși funcționarea sa ca inversor, în conexiune EC, a permis realizarea funcțiunii NU.

Prin scheme combinate din diode și tranzistoare cu componente pasive s-au realizat și funcțiunile practice (NICI, ȘI-NU, SAU, CU EXCLUDERE, etc) în diverse sisteme logice.

Dezvoltarea tehnologiei planare și a proceselor de difuzie a generat *circuitele integrate* monolitice, în anii 1960 — 1961. Primele circuite integrate au reprezentat simpla transpunere a componentelor discrete în scheme monolitice.

Tipurile circuitelor integrate au evoluat însă continuu, urmărindu-se optimizarea raportului performanțe și preț de cost, în cele ce urmează menționîndu-se numai cele utilizate în prezent.

Din punctul de vedere al conducției curentului există două tipuri de circuite integrate și anume: bipolare și unipolare.

În cazul circuitelor integrate bipolare conducția curentului este produsă de electroni și goluri, existînd două tipuri de purtători de sarcină (majoritari și minoritari) pe cînd la circuitele unipolare există un singur fel de purtători de sarcină, electroni sau goluri.

3.2.5.1. CIRCUITE INTEGRATE LOGICE BIPOLARE [34, 35, 36, 37]

Circuite integrate DTL (Diode Transistor Logic)

În fig. 3.58, se prezintă circuite logice DTL, care realizează funcția SI-NU.

În fig. 3.58 *a* diodele de intrare efectuează funcția ȘI, iar tranzistorul funcția NU.

Dacă în toate intrările se aplică nivelul 1, diodele $D1$, ... Dn sînt blocate, în timp ce diodele serie Ds sînt polarizate direct.

Tensiunea în punctul K este 2,1 V, tranzistorul este saturat, ieșirea fiind astfel în starea 0. Dacă la una din diodele D_1 ... Dn se aplică nivelul 0, dioda corespunzătoare conduce un curent impus de valorile U_c și R. În punctul K se stabilește tensiunea de 0,7 V, insuficientă pentru a deschide diodele serie Ds și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T, care este astfel blocat, producîndu-se starea 1 la ieșire.

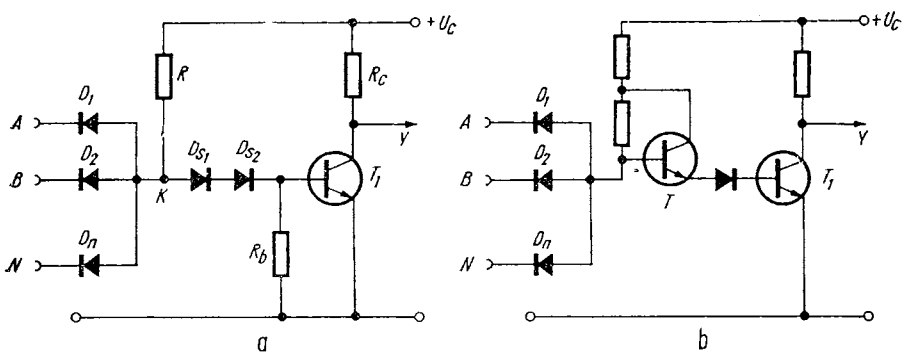


Fig. 3.58. Circuit logic ȘI-NU, tip DTL:
a) circuit simplu; *b*) circuit perfecționat

În fig. 3.58 *b* se prezintă un circuit DTL modificat, larg utilizat în prezent. Prin introducerea tranzistorului T crește amplificarea de curent, ceea ce permite utilizarea unor rezistențe de polarizare de valori mai mici. Acest lucru reduce costul circuitului integrat.

Pentru creşterea tensiunilor de prag se înlocuieşte dioda serie cu o diodă Zener, rezultînd astfel circuite HNIL (High noise immunity logic). Aceste circuite prezintă o excelentă imunitate la zgomot şi se utilizează în sistemele digitale, care impun o margine de zgomot de aprox. 7 V.

Circuitele integrate DTL prezintă un timp de propagare tipic de 30 ns şi un număr maxim de ieşiri (fan-out) de 25.

Circuite logice TTL (Transistor transistor Logic).

Circuitele TTL au apărut ca o evoluţie a circuitelor DTL, prin dezvoltarea tehnologiei monolitice, fiind realizate iniţial de firma Sylvania în anul 1963. Structura de bază a acestui circuit constă dintr-un tranzistor multiemitor, fiecare din diodele emitor — bază avînd funcţiunea diodelor de intrare din circuitul DTL, iar dioda colector — bază avînd rolul diodei serie.

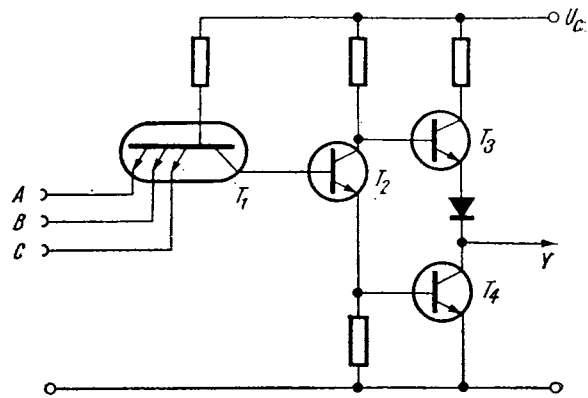


Fig. 3.59. Circuit logic ŞI-NU, tip TTL standard

Tranzistorul multiemitor are avantajul esenţial că necesită spaţiu redus pe cipul semiconductor fapt ce permite realizarea circuitelor integrate pe scară medie şi chiar pe scară largă (ex. memorii tip ROM).

Circuitele integrate TTL se diferenţiază în mai multe tipuri funcţie de timpul de propagare şi puterea disipată.

a) Circuitul TTL standard

Acest circuit prezintă compromisul optim dintre timp de propagare şi putere disipată în multiple aplicaţii. Circuitul de bază realizează funcţia ŞI-NU. Schema practică este prezentată în fig. 3.59, caracteristicile esenţiale fiind tranzistorul multiemitor de intrare T_1 şi circuitul de ieşire T_3, T_4.

Pentru starea 0 la ieşire se aplică nivelul 1 la toate intrările. În acest caz, se produce blocarea tranzistorului multiemitor, conducţia tranzistoarelor T_2 şi T_4 şi blocarea tranzistorului T_3. Pentru starea 1 la ieşire se aplică nivelul 0 la oricare din intrări. În acest caz, se produce conducţia tranzistorului multiemitor, blocarea tranzistoarelor T_2 şi T_4 şi conducţia tranzistorului T_3. Particularitatea circuitului de ieşire (totem pole output), constă în faptul că asigură o rezistenţă de ieşire redusă pentru ambele stări şi anume prin tranzistorul T_4 la saturaţie în starea 0 şi prin tranzistorul T_3, în conducţie (ca repetor) în starea 1.

Circuitul „totem pole output" prezintă dezavantajul că ieşirile nu pot fi conectate în paralel, ceea ce face imposibilă conexiunea ŞI cablat (WIRED AND). Pentru realizarea acestei conexiuni se produc circuite TTL, cu tranzistorul

de ieșire T_4 avînd colectorul în gol. În acest caz, mai multe circuite TTL pot fi conectate la ieșire pe o rezistență de sarcină comună. Astfel se realizează conexiunea ȘI—cablat unde există posibilitatea ca o singură poartă să fie în starea 0 la ieșire, iar celelalte în starea 1, ceeace conduce la minimizarea anumitor scheme logice.

Pentru circuitul TTL standard timpul de propagare este de 13 ns, iar puterea disipată de 10 mw/poartă.

b) Circuitul TTL de consum redus

Structura de bază a circuitului este identică cu a circuitului standard, rezistențele fiind de valori mai mari. La acest tip de circuit timpul de propagare este de 33 ns., iar puterea disipată de ordinul 1 mw/poartă, produsul acestora fiind minim, în raport cu celelalte circuite TTL.

c) Circuitul TTL de viteză mare

Structura acestui circuit este similară cu a circuitului standard, avînd următoarele particularități:

— existența unei diode pe fiecare din intrările tranzistorului multiemitor pentru limitarea impulsurilor reflectate pe liniile de transmisie, formate prin conexiunile dintre circuite, dat fiind vitezele de comutație ridicate.

— utilizarea montajului Darlington (tranzistoarele T_3, T_4) în circuitul de ieșire, pentru creșterea curentului de comandă și reducerea valorii rezistențelor.

Timpul de propagare pentru acest circuit este de 6 ns. și puterea disipată de aprox. 23 mw/poartă.

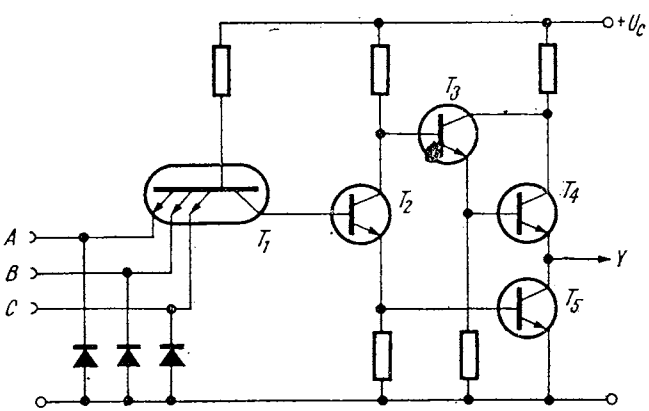


Fig. 3.60. Circuit logic ȘI-NU, tip TTL de viteză mare

d) Circuitul TTL Schottky

Acest circuit utilizează o diodă Schottky conectată în paralel cu joncțiunea colector bază. Caracteristicile principale ale acestei diode constau în faptul că prezintă o cădere de tensiune în sens direct mai mică decît joncți-

unea p-n siliciu şi că prin lipsa purtătorilor minoritari, în procesele de comutaţie nu există timp de stocare. Astfel, dioda Schottky are rolul unui element de fixare, care evită intrarea în saturaţie a tranzistoarelor şi reduce durata proceselor de comutaţie.

De menţionat tendinţa fabricanţilor de componente de a promova circuite TTL Schottky de consum redus, dat fiind puterea disipată de 2 mw poartă şi timpul de propagare de 10 ns.

Circuitele logice conectate prin emitor. (ECL — Emitter coupled Logic.)

Tehnica conectării prin emitor constă în utilizarea amplificatorului diferenţial, cu rezistenţă comună în emitoare de valoare mare, lucrîndu-se astfel în regim de curent constant.

În acest circuit se evită intrarea în saturaţie a tranzistoarelor, obţinîndu-se viteze de comutaţie foarte ridicate.

Circuitele ECL sînt prevăzute la ieşire cu repetoare pe emitor pentru, creşterea capacităţii de comandă.

În fig. 3.61, se prezintă un circuit ECL cu repetoarele T_6 şi T_7 comandate de ieşirile complementare ale amplificatorului diferenţial, obţinîndu-se astfel două funcţiuni logice pentru circuit (SAU şi NICI).

Cînd tensiunea la oricare din intrări depăşeşte valoarea tensiunii de referinţă U_R, tranzistorul de intrare corespunzător intră în conducţie. Astfe-

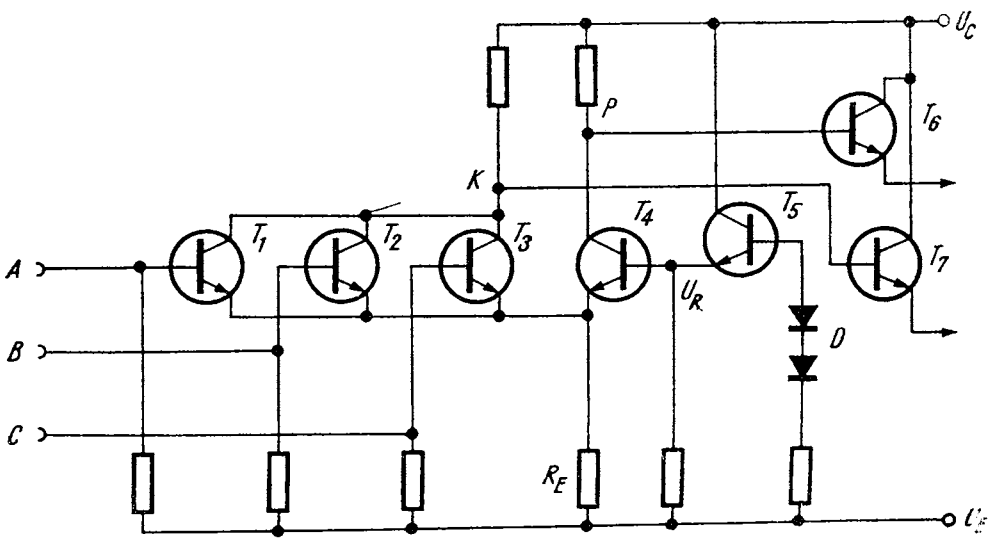


Fig. 3.61. Circuit logic SAU-NU, tip ECL

în punctul K se produce o cădere de tensiune care se transmite la ieşirea NICI. Cînd tensiunea la toate intrările este inferioară valorii U_R, se produce o cădere de tensiune în punctul P, care se transmite la ieşirea SAU.

Rezistența R_E asigură funcționarea în regim de curent constant a amplificatorului diferențial (T_3, T_4), iar tranzistorul T_5 și diodele D asigură tensiunea de referință termocompensată.

Circuitele ECL permit obținerea unui timp de propagare de 1 ns și o capacitate de comandă de ordinul 25, cu o putere disipată de 50 mw.

Un neajuns al circuitelor ECL constă în necesitatea a două tensiuni de alimentare.

3.2.5.2. CIRCUITE INTEGRATE LOGICE UNIPOLARE [38, 39]

În ultimii ani s-au dezvoltat circuite logice unipolare cu dispozitive semiconductoare MOS pentru care se întrevăd perspective deosebite, datorită următoarelor avantaje esențiale:

— ușurința realizării circuitelor integrate pe scară largă,

— consum foarte redus de putere,

— margine ridicată de zgomot (aprox. 6 V).

Dezavantajul principal al circuitelor unipolare MOS constă în timpul de propagare redus, tipurile actuale lucrînd la frecvențe de 10 MHz.

Se cunosc două tipuri de circuite unipolare și anume circuite MOS cu canal de aceiași polaritate și circuite MOS complementare, ultimele fiind cele mai răspîndite.

Circuite logice complementare (COS-MOS)

Circuitele COS-MOS combină dispozitive cu canale de ambele polarități pe aceiași pastilă de siliciu, conectate în serie.

Caracteristicile acestui circuit sînt:

— consum extrem redus de putere (de ordinul nw), deoarece în ambele stări logice, curentul total care trece prin circuit este egal cu curentul dispozitivului MOS blocat.

— rezistență de ieșire mică.

Circuitul logic fundamental COS-MOS este inversorul, prezentat în fig. 3.62.

Cînd tensiunea de intrare este nulă, dispozitivul MOS cu canal P este în conducție, iar cel cu canal N este blocat, astfel că tensiunea de ieșire este practic U_s, inversorul fiind în starea logică 1. Dacă tensiunea de intrare este U_s, dispozitivul MOS cu canal P este blocat, iar cel cu canal N este în conducție, tensiunea la ieșire este nulă, inversorul fiind în stare logică 0.

Funcțiunile cu circuite COS-MOS se extind cu ușurință la circuitele ȘI-NU și SAU-NU.

În fig. 3.63. este prezentat un circuit COS-MOS care materializează funcția SAU-NU cu trei intrări.

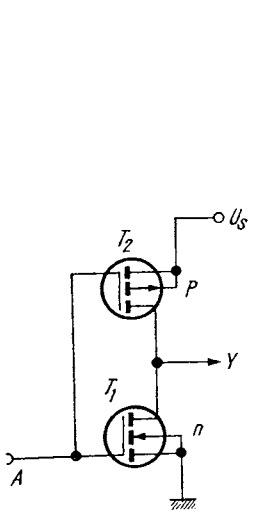


Fig. 3.62. Circuit logic NU, tip COS-MOS

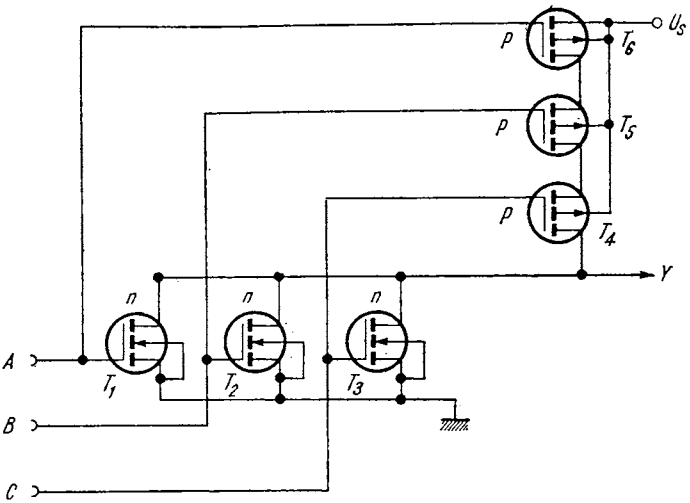


Fig. 3.63. Circuit logic SAU-NU, tip COS-MOS

3.2.6. CIRCUITE BASCULANTE

În cazul circuitelor basculante, starea prezentă la ieşire depinde parţial de stările sale anterioare. Timpul intervine explicit, funcţionarea acestor circuite fiind astfel secvenţială [40].

Structura de bază a circuitelor basculante constă dintr-un amplificator cu reacţie pozitivă. La o anumită comandă, circuitul de reacţie devine activ şi are loc un proces în avalanşă, care schimbă starea circuitului, dacă sînt îndeplinite anumite condiţii.

În cele ce urmează se vor prezenta succint cele mai reprezentative circuite basculante.

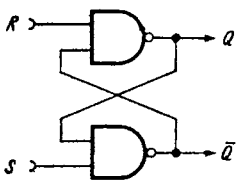
3.2.6.1. CIRCUITE BISTABILE [30, 35]

Circuitul bistabil posedă proprietatea de a memora informaţiile binare, reprezentînd elementul de bază în circuitele secvenţiale. În trecut, în perioada componentelor discrete, circuitele bistabile erau realizate simplu cu un amplificator de c.c. cu două tranzistoare (sau tuburi electronice), căruia i se aplică reacţia pozitivă. Circuitele integrate (TTL, ECL, COS-MOS, etc) au permis realizarea unor circuite bistabile complexe, de mai multe tipuri, în vederea unor utilizări versatile.

O primă diferenţiere a circuitelor bistabile constă în funcţionarea asincronă sau sincronă.

În cazul funcţionării asincrone, starea circuitului bistabil este determinată numai de comanda aplicată la una din cele două intrări ale sale.

Funcționarea sincronă implică aplicarea unor impulsuri de tact $\bar{T}$, care determină starea circuitului funcție de stările unor intrări informaționale (Data Inputs), denumite sincrone. Funcționarea sincronă este utilizată în special pentru comanda simultană a circuitelor bistabile, la intervale de timp, impuse de generatorul de tact.



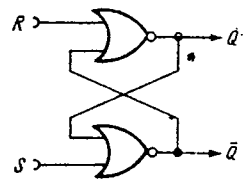
R	S	Q	$\bar{Q}$
0	0	1*	1*
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	-	-

* Stare incompatibilă
- Circuitul nu basculează

a b

Fig. 3.64. Circuit bistabil R-S, cu circuite ȘI-NU:

a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr



R	S	Q	$\bar{Q}$
0	0	-	-
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	0*	0*

* Stare incompatibilă
- Circuitul nu basculează

a b

Fig. 3.65. Circuit bistabil R-S cu circuite SAU-NU:

a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr

Cel mai simplu circuit bistabil, este circuitul asincron de tip R-S (Reset-Set), care se poate realiza cu două circuite NAND (ȘI-NU) sau NOR (SAU-NU), prezentate în fig. 3.64 și respectiv fig. 3.65.

Din tabelele de adevăr, rezultă că sînt posibile patru stări pentru intrările asincrone *R-S*. La acest circuit bistabil nu sînt admise stările $R = S = 0$, pentru cel cu circuite ȘI-NU (fig. 3.64) și stările $R = S = 1$, pentru cel cu circuite SAU-NU (fig. 3.65), deoarece în aceste cazuri se produce la ieșire starea incopatibilă $Q = \bar{Q}$ (1 în primul caz și 0 în al doilea caz).

Circuitele bistabile integrate realizate în prezent sînt prevăzute cu posibilitatea funcționării sincrone. Schemele practice conțin adesea și intrări pentru comanda asincronă (notate cu P și C sau $\bar{R}$ și $\bar{S}$), care pot determina starea circuitului bistabil independent de impulsurile aplicate la intrarea de tact.

Comanda circuitelor bistabile sincrone se efectuează, în două moduri:

— cu frontul pozitiv, sau negativ, al impulsului de tact (edge triggered),

— cu ambele fronturi ale impulsului de tact (în circuitele „master- slave").

În cazul comenzii „edge triggered" informația la intrările sincrone trebuie să fie prezentă înaintea aplicării impulsului de tact și să se mențină un timp t_h pînă cînd impulsul de tact a atins un anumit nivel, funcție de timpul de propagare t_p al circuitului bistabil. De menționat, că la creșterea duratei frontului de comandă, se reduce marginea de zgomot a circuitului, putînd avea loc basculări nedorite.

Circuitele bistabile „master slave" constau din două circuite basculante, prin care se produce o izolare totală între intrările sincrone și ieșiri, pe durata aplicării impulsului de tact.

Procesul de basculare se finalizează prin patru momente din evoluția impulsului de tact indicate în fig. 3.66.

Circuitul bistabil master-slave impune o durată minimă a impulsului de tact și prezența informației la intrările sincrone pe toată această durată.

În principal, se cunosc patru tipuri de circuite bistabile sincrone și anume *D*, *T*, *R-S* și *J-K*, care vor fi prezentate succint în cele ce urmează.

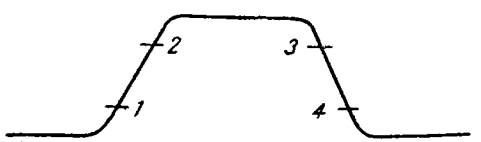
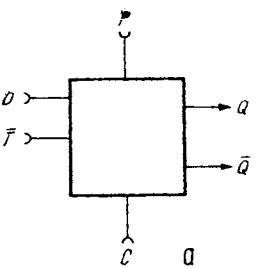


Fig. 3.66. Comanda circuitelor bistabile „master-slave" 1) deconectarea circuitului bistabil „master" de cel „slave" 2) transmiterea informației de la intrările sincrone în circuitul bistabil „master" 3) deconectarea circuitului bistabil „master" de intrările sincrone. 4) transmiterea stării circuitului bistabil „master" în circuitul „slave".



t_n	t_{n+1}
0	Q
0	0
1	1

b

Fig. 3.67. Circuitul bistabil tip D: *a* — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr.

Circuitul bistabil de tip D

Circuitul bistabil de tip D este prevăzut cu o singură intrare sincronă (*D*), schema bloc și tabelul de adevăr fiind prezentate în fig. 3.67.

Esența funcționării acestui circuit constă în faptul că informația prezentă la intrarea *D* la timpul t_n este transferată la ieșirea *Q* la timpul t_{n+1}. Astfel, informația aplicată la intrare se transmite la ieșire cu o întîrziere, determinată de durata dintre două impulsuri de tact.

Circuitele bistabile de tip D se utilizează la transferarea informațiilor, aplicația tipică fiind registrele de deplasare.

Circuitul bistabil de tip T

Circuitul bistabil de tip T este prevăzut cu o singură intrare sincronă (*T*), schema bloc și tabelul de adevăr fiind prezentate în fig. 3.68.

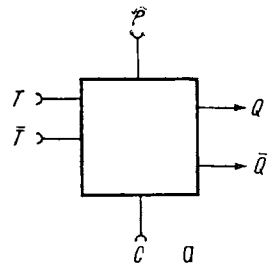
Din tabelul de adevăr rezultă că la aplicarea impulsului de tact circuitul bistabil basculează, dacă la intrarea *T* există starea 1, indiferent de starea anterioară a circuitului și își menține starea, dacă la intrarea *T* există starea 0. Circuitul bistabil T se utilizează în numărătoare datorită caracteristicii sale intrinseci de a diviza cu 2.

Acest circuit nu se produce ca atare în scheme integrate, funcțiunea sa fiind realizată cu ajutorul celorlalte tipuri de circuite bistabile.

Circuitul bistabil de tip R-S

Circuitul bistabil de tip R-S este prevăzut cu două intrări sincrone (R, S), schema bloc și tabelul de adevăr fiind prezentate în fig. 3.69.

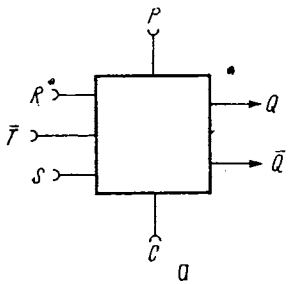
Din tabelul de adevăr se poate constata identitatea primelor trei stări ale acestui circuit cu cele ale circuitului bistabil R-S asincron realizat cu porți de transmisie NICI.



t_n	t_{n+1}
T	Q
0	Q_n
1	$\bar{Q}_n$

b

Fig. 3.68. Circuit bistabil tip T:
a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr.



R	S	Q
0	0	Q_n
1	0	0
0	1	1
1	1	•

Nedeterminare

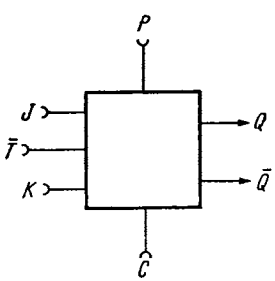
b

Fig. 3.69. Circuit bistabil tip R-S (sincron):
a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr.

Dezavantajul circuitului bistabil sincron de tip R-S constă în starea nedeterminată care rezultă la ieșire, la aplicarea impulsului de tact, în prezența stărilor 1 la intrările R-S.

Circuitul bistabil J-K

Circuitul bistabil J-K este prevăzut de asemenea cu două intrări sincrone (J și K). În unele cazuri aceste circuite sînt prevăzute cu mai multe intrări de tip J-K, directe sau negate, destinate extinderii posibilităților de utilizare și evitării porților de transmisie externe. Schema bloc a circuitului bistabil J—K și tabelele de adevăr și comenzi sînt prezentate în fig. 3.70.



t_n		t_{n+1}
J	K	Q
0	0	Q_n
1	0	1
0	1	0
1	1	$\bar{Q}_n$

b

Q_n	Q_{n+1}	J	K
0	0	0	X
0	1	1	X
1	0	X	1
1	1	X	0

X *Indiferent*

c

Fig. 3.70. Circuit bistabil J-K:
a — schemă bloc; *b*, *c* — tabele de adevăr.

Din tabelul de adevăr rezultă că toate cele patru stări sînt definite funcționarea circuitului bistabil J—K fiind identică cu cea a circuitului R—S, cu excepția celei de a patra condiție ($J = K = 1$) cînd, la aplicarea impulsului de tact, circuitul J—K basculează, în timp ce circuitul R—S prezintă o stare nedeterminată. Din punctul de vedere al condițiilor pentru basculare, circuitul

J—K se aseamănă cu circuitul bistabil T, ambele schimbîndu-și starea atunci cînd pe intrările sincrone există starea 1.

În tabelul de adevăr, notația X arată că starea intrării respective este indiferentă, din punctul de vedere al basculării circuitului la aplicarea impulsului de tact. Astfel, de ex. dacă Q este în starea 0, la momentul t_n și este necesar să își mențină starea sau să treacă în starea 1 la momentul t_{n+1} prin aplicarea impulsului de tact, starea intrării K este indiferentă, pentru ambele situații.

3.2.6.2. CIRCUITE DE FORMARE

Pentru obținerea impulsurilor dreptunghiulare din semnale de formă oarecare se utilizează circuite de formare. Aceste circuite se pot utiliza și ca discriminatoare de nivel, comparatoare de tensiune, relee electronice etc.

În aceste scopuri se utilizează, de regulă, un circuit basculant bistabil asimetric de tip Schmitt. La acest circuit una din stări este absolut stabilă, iar cealaltă stare există numai în prezența unui semnal la intrare de o mărime superioară unei anumite valori — prag (pragul superior). Revenirea în starea absolut stabilă se produce cînd semnalul la intrare devine mai mic decît valoarea corespunzătoare pragului inferior.

Diferența dintre valoarea celor două praguri reprezintă un histerezis. În circuitele practice, valoarea acestui histerezis trebuie să fie mare, atunci cînd se impune reducerea influenței perturbațiilor și mică, pentru obținerea unei sensibilități ridicate.

În mod simplu, circuitul de formare Schmitt [33] se realizează cu două circuite ȘI-NU, la care se aplică o reacție pozitivă, conform fig. 3.71.

La această schemă histerezisul este determinat de raportul rezistențelor R_1 și R_2, valoarea sa mărindu-se la creșterea acestui raport.

Intrările A și B ale circuitelor ȘI-NU se utilizează pentru înhibarea circuitului Schmitt într-o anumită stare, prin aplicarea nivelului 0 la una din aceste două intrări, ceea ce prezintă interes în anumite cazuri practice.

În tehnologia TTL se produc circuite integrate, de tip Schmitt, cu un histerezis de 0,8 V și cu o variație mai mică de 20 mv, în gama de temperatură 0—70°C, pragurile de basculare fiind termocompensate.

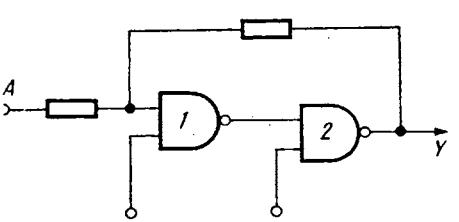


Fig. 3.71. Circuit de formare tip Schmitt.

3.2.6.3. CIRCUITE MONOSTABILE

Circuitul monostabil prezintă o singură stare stabilă. Principial acest circuit derivă din circuitul bistabil la care în bucla de reacție pozitivă s-a introdus un cuplaj în c.a. printr-un grup RC. La o comandă exterioară circuitul monostabil trece în a doua stare pentru un timp finit, determinat de elementele de cuplaj, după care revine în starea inițială, realizînd astfel o întîrziere la transmiterea unei informații.

Circuitele monostabile se realizează simplu cu circuite logice și un grup *RC*., un exemplu fiind prezentat în fig. 3.72 *a* [41].

În repaus, la intrare, există starea logică „1", ieșirea fiind de asemenea în „1". La aplicarea unui impuls de comandă negativ se produce „0" la ieșire,

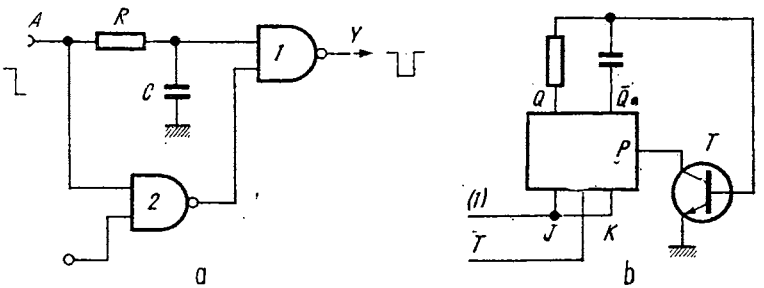


Fig. 3.72. Circuit monostabil:
a — schemă cu circuite ȘI-NU; *b* — schemă cu circuit bistabil.

ambele intrări ale circuitului SI-NU fiind în primul moment în „1". Urmează descărcarea condensatorului și cînd tensiunea U_c atinge valoarea U_{in} (0) circuitul ȘI-NU revine în starea inițială „1". La această schemă, valoarea timpului de basculare depinde de tensiunile de prag ale circuitelor logice, care variază între exemplare, nefiind astfel reproductibilă.

O schemă îmbunătățită, cu circuit bistabil la care timpul de basculare este determinat practic de constanta de timp a grupului RC este prezentată în fig. 3.72 *b* [42].

Starea inițială a circuitului bistabil J—K este $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$, tranzistorul T fiind astfel blocat și condensatorul încărcat.

La aplicarea unui impuls de comandă pe intrarea de tact $\bar{T}$ circuitul bistabil își schimbă starea ($J = K = 1$). Urmează descărcarea condensatorului pe rezistența R. După durata $t = 0{,}7\ RC$, tranzistorul intră în conducție și astfel se aplică un impuls negativ pe intrarea asincronă P a circuitului bistabil, care determină revenirea în starea inițială.

Cu tehnologia TTL și COS-MOS se produc circuite integrate monostabile la care timpul de basculare este determinat de un grup *RC* conectat în exterior. De asemenea, se produc circuite integrate monostabile retriggerabile, care își mențin starea de basculare prin aplicarea unui impuls la intrare, înainte de revenirea în starea stabilă. Prin aceasta se pot obține durate de basculare, respectiv întîrzieri, extrem de mari, aplicînd o succesiune de impulsuri la intrarea circuitului.

3.2.6.4. CIRCUITE ASTABILE

Circuitele astabile, denumite și multivibratoare, oscilează liber, frecvența de oscilație fiind determinată de un grup *RC*, prin care se aplică o reacție pozitivă unor circuite logice. Circuitele astabile se proiectează funcție de cerin-

țele impuse privind stabilitatea frecvenței sau amplitudinii, timpii de creștere a impulsurilor, factorul de umplere, etc.

În fig. 3.73, se prezintă o schemă simplă utilizînd trei inversoare, unde reacția pozitivă se determină prin circuitul RC, care determină frecvența [44].

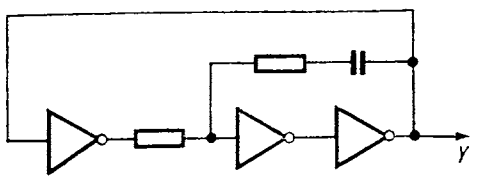


Fig. 3.73. Circuit monostabil cu inversoare.

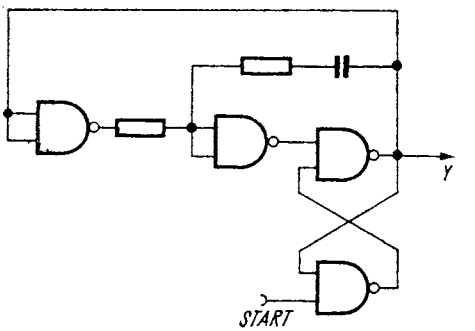


Fig. 3.74. Circuit monostabil cu circuite ȘI-NU.

Schema unui circuit astabil, cu circuite SI-NU și posibilitatea declanșării oscilațiilor este prezentată în fig. 3.74.

Oscilațiile sînt amorsate la aplicarea nivelului 0 pe intrarea START. Datorită interconectării circuitelor SI—NU, durata impulsurilor nu este afectată de îndepărtarea comenzii de start la un moment oarecare [45].

3.2.7. NUMĂRĂTOARE

Numărătoarele sînt utilizate pentru efectuarea operațiilor de însumare algebrică, memorarea unor impulsuri, divizarea frecvenței, cît și pentru comanda secvenței de funcționare a unor sisteme numerice. În prezent numărătoarele sînt realizate cu circuite integrate pe scară medie sau largă, într-o diversitate de tipuri.

Conectarea a n circuite bistabile realizează un numărător binar cu $N = 2^n$ stări distincte. Starea finală $N - 1$ a numărătorului este determinată de ieșirea ultimului circuit bistabil.

Pentru realizarea unui numărător cu un factor de divizare $N \neq 2^n$ (N fiind un număr întreg), se aplică bucle de reație circuitelor bistabile, prin scheme logice combinaționale.

Clasificarea numărătoarelor se face după mai multe criterii și anume [45]
— asincrone și sincrone, funcție de modul aplicării impulsurilor de comandă,
— directe, inverse sau reversibile, funcție de sensul numărării,
— cu factor de divizare constant sau variabil (numărătoare programabile)

3.2.7.1. NUMĂRĂTOARE ASINCRONE

Numărătorul asincron se realizează prin conectarea în cascadă a circuitelor bistabile. Comanda de la impulsul de tact este aplicată numai primului circuit bistabil, celelalte „așteptînd" comanda de la circuitul precedent. Avantajul esențial al numărătorului asincron, în special în cazul celui binar, constă în simplitatea lui, fiind realizat cu un număr minim de conexiuni între circuite. Dezavantajul principal rezultă din „așteptarea" comenzii dela circuitul precedent, deoarece timpii de propagare ai circuitelor bistabile se cumulează. În cazul numărătorului asincron cu factor de divizare $N \neq 2^n$, această cumulare însoțită de întîrzierea produsă de circuitele de reacție, conduce la reducerea frecvenței de basculare.

Astfel, frecvența maximă de basculare rezultă din relația

$$\frac{1}{F} \geqslant nt_p + t_d \tag{3.100}$$

unde n este numărul circuitelor bistabile, t_p este timpul de propagare al fiecărui circuit și t_d reprezintă întîrzierea totală a circuitelor de reacție.

Pentru realizarea divizării cu numere întregi $N \neq 2^n$ se poate realiza o schemă simplă, în cazul cînd toate circuitele bistabile sînt prevăzute cu o intrare de ștergere.

Numărul n de circuite bistabile, care se conectează în cascadă, se determină din relația

$$2^{n-1} \leqslant N \leqslant 2^n \tag{3.101}$$

Se conectează ieșirele circuitelor bistabile la care $Q = 1$, în starea binară N, la intrarea unui circuit ȘI—NU, iar ieșirea acestui circuit se conectează la intrarea de ștergere a circuitelor bistabile.

Deoarece divizarea cu 10 este extrem de răspîndită pentru afișarea zecimală a rezultatelor, circuitele integrate pe scară medie conțin de regulă patru circuite bistabile, pentru numărare.

Astfel de circuite integrate, prin modificarea conexiunilor exterioare, permit divizarea cu orice număr întreg pînă la 16.

Prin interconectarea a două circuite integrate de acest tip prin porți logice auxiliare, se obțin factori de divizare, numere întregi N cuprinse între 21 și 127 și numere N pare cuprinse între 128 și 256.

3.2.7.2. NUMĂRĂTOARE SINCRONE

Pentru evitarea cumulării timpilor de propagare ai circuitelor bistabile se realizează numărătoare sincrone la care impulsul de tact se aplică simultan (sincron) la intrările tuturor circuitelor bistabile.

În acest caz, frecvența maximă de basculare este limitată numai de timpul de propagare al unui singur circuit bistabil și de întîrzierea produsă de circuitele de reacție, conform relației simple

$$\frac{1}{F} \geqslant t_p + t_d \tag{3.102}$$

Numărătoarele sincrone utilizează, de regulă, circuite bistabile J—K.

Pentru proiectarea acestor numărătoare, în cazul divizării cu numere întregi $N \neq 2^n$ se utilizează metoda sintezei logice Karnaugh.

3.2.7.3. NUMĂRĂTOARE REVERSIBILE

Pentru numărarea impulsurilor în ambele sensuri, în vederea efectuării operațiilor de adunare și scădere se utilizează numărătoare reversibile. Aceste numărătoare se realizează cu comandă asincronă sau sincronă funcție de viteza de basculare impusă.

Sensul de numărare este determinat de starea intrărilor de comandă directă și inversă. Pentru numărarea inversă se utilizează ieșirea $\bar{Q}$ a circuitului bistabil. La realizarea numărătoarelor reversibile se utilizează circuite bistabile J—K. La schimbarea sensului de numărare, intrările J—K se trec în starea 0, pentru evitarea basculărilor intempestive.

Cu circuitele integrate pe scară medie se realizează numărătoare reversibile sincrone cu 4 biți, în cod binar, sau BCD.

3.2.7.4. NUMĂRĂTOARE PROGRAMABILE

De regulă, numărătoarele divizează cu un număr arbitrar, dar constant. În unele aplicații ca de ex. efectuarea operației de împărțire, se impune divizarea cu un factor programabil din exterior.

Numărătorile programabile se realizează conectînd ieșirile unui numărător prin circuite logice, care efectuează o anumită operație, în care intervine valoarea factorului de programare.

Astfel, numărătoarele programabile realizează divizarea conform relației

$$f_0 = \frac{Pf_i}{N} \tag{3.103}$$

unde N este factorul de divizare constant al numărătorului utilizat, P factorul de programare, iar f_0, f_i sînt frecvențele de ieșire și respectiv intrare.

Pentru exemplificare, se alege cazul simplu al unui divizor asincron, cu trei circuite bistabile J—K și circuite logice, conectate conform fig. 3.75.

Frecvența la ieșire (pct. S) este dată de relația

$$f_0 = \frac{Pf_i}{2^3} \tag{3.104}$$

unde P poate lua valori între 1 și 7, conform relației

$$P = a_i 2^0 + b_i 2^1 + c_i 2^2 \tag{3.105}$$

Diagrama impulsurilor la ieșire se poate reprezenta ușor, observînd expresia logică în pct. S

$$S = \bar{T}(\bar{A}\, c_i + A\bar{B} b_i + AB\bar{C} a_i) \tag{3.106}$$

De remarcat că impulsurile la ieșirea numărătoarelor programabile nu sînt uniform distanțate.

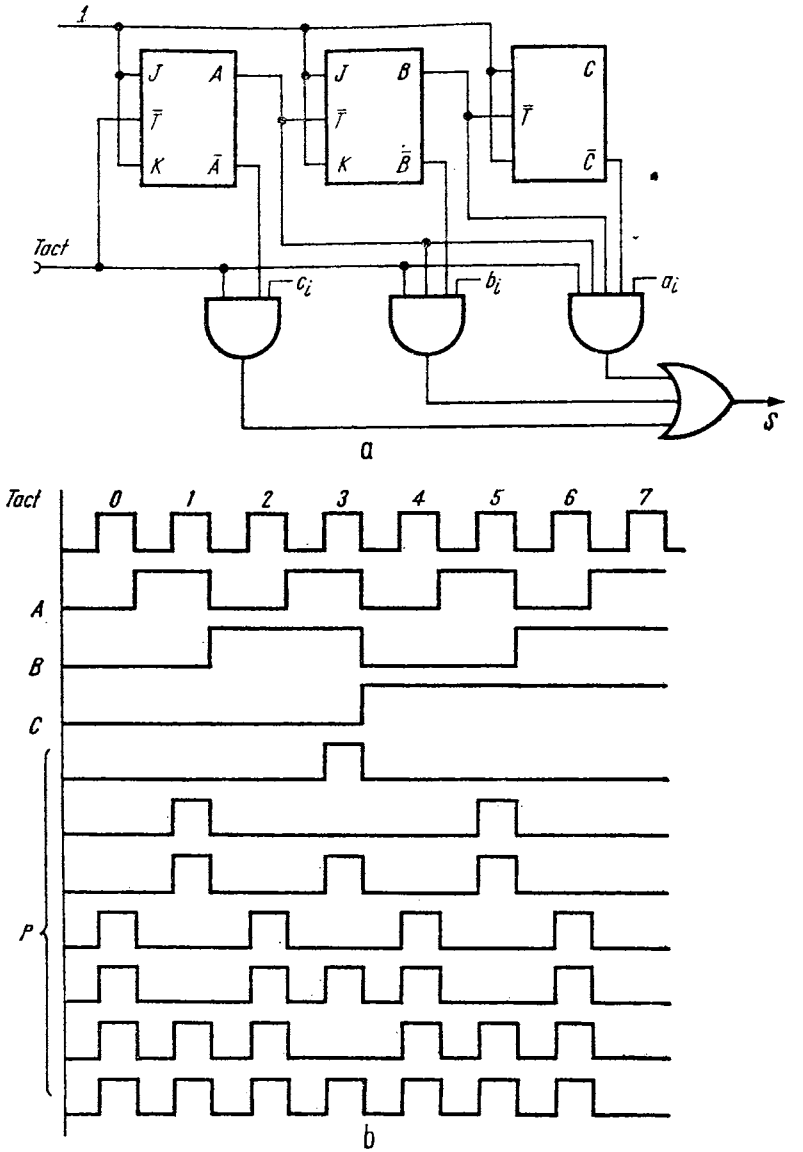


Fig. 3.75. Numărător programabil:
a — schemă bloc *b* — diagramă de impulsuri.

3.2.8. REGISTRE DE DEPLASARE

Registrele de deplasare sînt constituite din circuite bistabile, capabile să memoreze datele aplicate la intrare în cod serie sau paralel. Datele memorate într-un registru pot fi deplasate spre stînga sau spre dreapta și citite serie sau paralel.

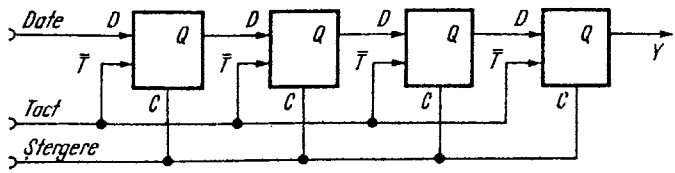


Fig. 3.76. Registru de deplasare.

În configurația tipică a unui registru, circuitele bistabile sînt conectate în cascadă, ieșirea fiecărui bistabil fiind conectată la intrarea următorului, în timp ce impulsul de tact se aplică simultan tuturor circuitelor bistabile, funcționarea fiind astfel sincronă.

Un exemplu de registru cu patru biți realizat cu circuite bistabile tip D, la care datele se aplică serie deplasîndu-se spre dreapta, la aplicarea fiecărui impuls de tact, este prezentat în fig. 3.76.

În transmiterea informațiilor pe linii (Data Bus), prezintă interes conversia datelor din cod paralel în cod serie (P/S), cît și invers S/P.

Un exemplu de convertor combinat P/S și S/P[30], realizat cu un registru de deplasare cu 4 biți este prezentat în fig. 3.77.

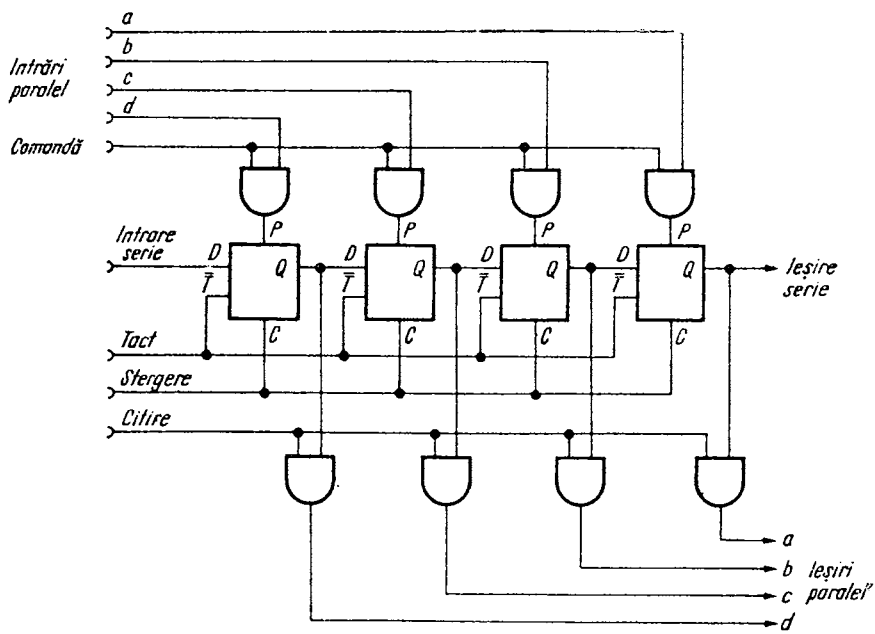


Fig. 3.77. Convertor de cod paralel serie și serie paralel, cu registru de deplasare.

Datele paralel sînt aplicate intrărilor asincrone ale circuitelor bistabile, prin intermediul unor circuite ŞI. După aplicarea impulsului de comandă la intrarea circuitelor SI, un număr de patru impulsuri de tact produce la ieşire un format serie de patru biţi, corespunzători secvenţei datelor paralel. Datele serie sînt aplicate la intrarea D a primului circuit bistabil şi sînt convertite paralel la ieşirea celor patru circuite bistabile, după patru impulsuri de tact, transmise posterior comenzii de citire, aplicată circuitelor SI.

O aplicaţie interesantă a registrelor de deplasare o constituie numărătoarele în inel. Un numărător în inel constă dintr-un registru de deplasare cu N circuite bistabile, la care ieşirile ultimului bistabil sînt conectate prin reacţie la intrările primului bistabil. Din punctul de vedere al factorului de divizare numărătorul în inel este ineficient, necesitînd un număr de circuite bistabile mai ridicat în raport cu numărătoarele uzuale, dar prezintă avantajul lipsei unor porţi logice auxiliare, ceea ce conduce la creşterea vitezei de numărare. Cel mai cunoscut numărător în inel este cel de tip Johnson la care prin reacţie se aplică la intrare complementul ultimului etaj (în cazul circuitelor bistabile J—K se conectează Q_N cu K_1 şi $\bar{Q}_N$ cu J_1.

3.2.9. DECODERE ŞI MULTIPLEXOARE

Decoderele şi multiplexoarele sînt circuite logice combinaţionale complexe, în prezent fiind realizate prin tehnologia circuitelor integrate monolitice. Cele mai semnificative aplicaţii pentru aceste circuite sînt conversia codurilor, comanda afişării numerice zecimale, adresarea memoriilor, conversia analog numerică şi selectarea datelor.

În fig. 3.78 se prezintă un exemplu tipic de decoder din codul BCD 1248 în codul zecimal.

Din tabelul de adevăr rezultă că numai una din ieşirile zecimale este activă (nivel 0) pentru cele 16 stări ale codului BCD.

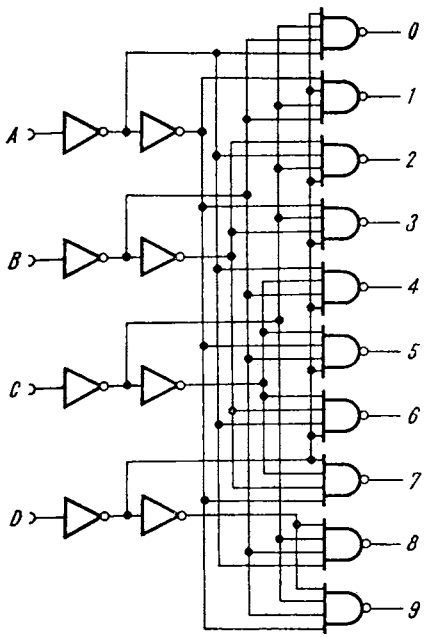
Aceste decodere se utilizează în special pentru extragerea informaţiei din decadele de numărare şi comanda afişării numerice zecimale.

Decoderele de comandă a afişării zecimale implică probleme specifice, funcţie de tipul elementelor de afişare şi de aceea vor fi prezentate la pct. 3.2.11.

În domeniul convertoarelor analog-numerice, care utilizează metoda aproximaţiilor succesive se utilizează de asemenea decodere zecimale BCD, pentru compararea în trepte ponderate a mărimii de măsurat cu valoarea de referinţă, starea finală de echilibru fiind afişată de numărător[46].

Prin utilizarea decoderelor 1 din 16 se pot codifica zecimal informaţiile din codurile ponderate sau neponderate, formate dintr-un cuvînt cu 4 biţi (tetradă binară). În cazul adresării liniilor X şi Y ale memoriilor se utilizează de regulă decodere complexe, dat fiind memoriile cu capacitate mare de stocare utilizate în prezent. Astfel, numai în cazul unei memorii cu 256 biţi, organizată în 32 cuvinte a 8 biţi, se impune un decoder 1 din 32 pe fiecare linie, pentru cele 5 intrări de adrese ($2^5 = 32$).

Multiplexoarele se utilizează în special pentru selectarea datelor, fiind similare unor comutatoare multipoziţionale.



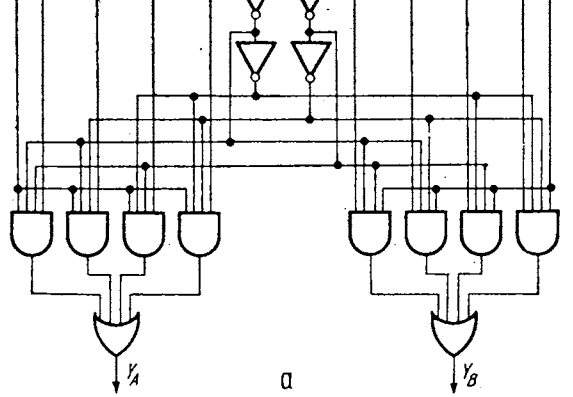
a

Intrare B C D	Ieșire zecimală									
0 C B A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0 0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 0 1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
0 0 1 1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0 1 0 0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0 1 0 1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0 1 1 0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1 0 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1 0 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1 0 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 0 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1 1 1 1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

b

Fig. 3.78. Decoder BCD zecimal:
a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr.

În fig. 3.79 se prezintă un multiplexor dublu cu patru intrări [44]
Din tabelul de adevăr rezultă cu un cuvînt compus din doi biți (S_0 S_1) poate selecta transmiterea unei anumite stări logice la ieșirile Y_A și Y_B, funcție



a

S_1	S_0	I_{1x}	I_{2x}	I_{3x}	I_{4x}	E_x	Y_x
X	X	X	X	X	X	0	0
0	0	0	X	X	X	1	0
0	0	1	X	X	X	1	1
0	1	X	0	X	X	1	0
0	1	X	1	X	X	1	1
1	0	X	X	0	X	1	0
1	0	X	X	1	X	1	1
1	1	X	X	X	0	1	0
1	1	X	X	X	1	1	1

b

Fig. 3.79. Multiplexor dublu cu patru intrări:
a — schemă bloc; *b* — tabel de adevăr.

de datele dela intrare, reprezentate prin două cuvinte a cîte 4 biți (intrarea E fiind activată cu nivel 1).

Multiplexarea se utilizează de asemenea în cazul afișării cu mai multe cifre (de regulă minim 4).

În acest caz, un singur decoder comandă toate unitățile de afișare, conectate în paralel, cu o frecvență de repetiție aleasă corespunzătoar persistenței imaginii pe retină. Funcționarea prin multiplexare impune atît transmiterea secvențială a informațiilor din decadele de numărare în decoder, cît și aplicarea sincronă a tensiunii de alimentare pe unitățile de afișare corespunzătoare. Această tehnică prezintă avantajele utilizării unui singur decoder și în special existența unui număr redus de conexiuni între partea de comandă și afișare.

Circuitele de multiplexare se utilizează și în cazul conversiei sincrone a codurilor paralel în coduri serie și reciproc, ceea ce prezintă interes în transmiterea datelor.

3.2.10. MEMORII

Celula de bază a memoriilor cu dispozitive semiconductoare este circuitul bistabil, care poate stoca un bit de informație.

Memoriile care permit accesul la oricare dintre celulele de memorare, sau la care informația poate fi arbitrar citită sau înscrisă în orice celulă se numesc memorii active (Random Acces Memory), un exemplu fiind prezentat în fig. 3.80.

În această memorie, circuitele bistabile sînt dispuse într-o matrice cu x rînduri și y coloane, la care se conectează liniile de adresare x și respectiv y [45]. Liniile de scriere și citire sînt conectate în paralel la toate celulele de memorare. Pentru înscrierea unei stări logice într-o anumită celulă se aplică nivelul 1 la o pereche de linii de adresare. Datorită formei matriciale a circuitului, se activează celula dispusă la intersecția liniilor de adresare respective și starea aplicată pe liniile de scriere este înscrisă în celula respectivă. Liniile de adresare x și y respective sînt reduse la nivelul 0, iar în celula adresată se va stoca informația înscrisă. Pentru citire, celula de memorare este identificată de asemenea prin liniile de adresare x și y cărora li se aplică nivelul 1. Curentul care trece prin tranzistorul în conducție din celula adresată, este deviat în liniile de citire, determinînd starea 0 pe una din aceste linii și starea 1 pe cealaltă linie de citire.

Cu ajutorul condensatoarelor MOS se pot realiza, la un preț mai redus, memorii RAM „dinamice" la care informația poate fi stocată pe un timp limitat de ordinul cîtorva milisecunde. Pentru a se asigura integritatea conținutului memoriilor, datele trebuie să fie „reînscrise" automat prin impulsuri sincrone.

Memoriile în care informațiile odată înscrise nu pot fi modificate, ci numai transmise liniilor de citire, la comanda prin decodere aplicată liniilor de adresare x și y se numesc memorii moarte sau de tip ROM (Read Only Memory). Memoriile ROM prezintă aplicații la conversia codurilor alfanumerice complexe, la realizarea generatoarelor de caractere, la exprimarea

numerică a unor funcții matematice (ex. funcții armonice) sau în microprogramarea unor algoritmi.

De menționat, că la întreruperea alimentării memoriile cu dispozitive semiconductoare pierd informația conținută și de aceea se numesc „volatile".

Prin natura lor, memoriile ROM trebuie să fie nevolatile, adică să conserve informația la întreruperea alimentării. Memoriile nevolatile sînt cele

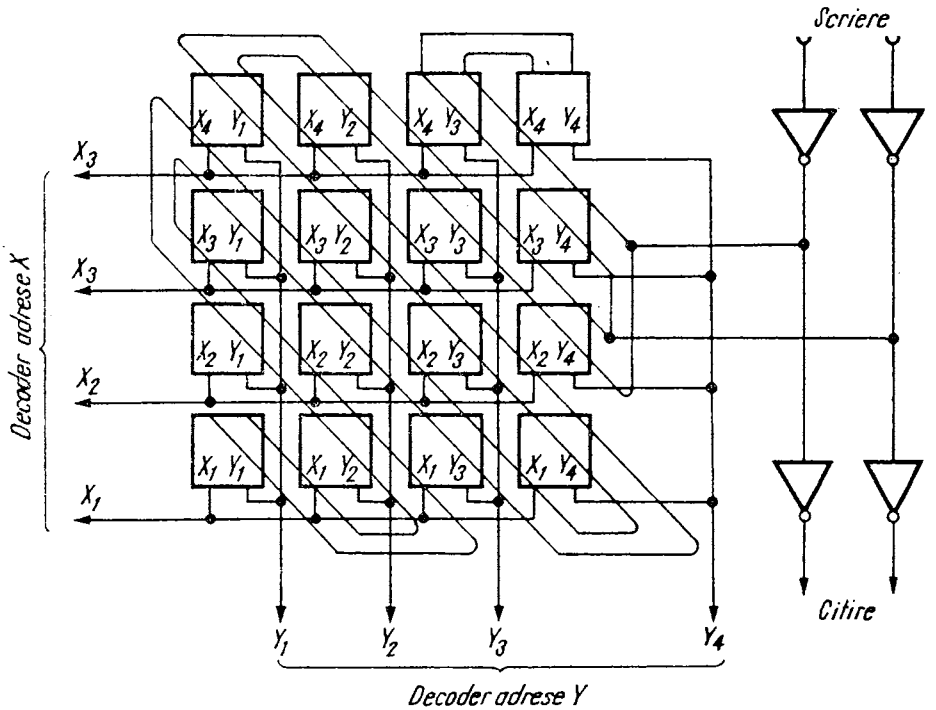


Fig. 3.80. Structura de bază a unui circuit RAM de 16 biți.

cu miezuri magnetice, sau cele cu dispozitive MOS, programate inițial astfel încît prezența sau lipsa unui tranzistor MOS la intersecția liniilor de adresă x și y reprezintă starea 1 și respectiv 0.

În prezent, se realizează memorii dinamice de 16.384 biți, și tehnologie MOS.

Importanța actuală majoră a memoriilor tip RAM și ROM constă în utilizarea lor în domeniul microprocesoarelor, prin care logica convențională cablată este înlocuită cu logica programată.

Acest lucru va conduce la o implementare intensivă în următorii ani, a tehnicii de calcul în toate aparatele și sistemele digitale.

Este interesant de precizat că la origina microprocesoarelor a fost o comandă solicitată de Dataprint Corporation către Intel pentru un „terminal

inteligent", comandă care nu a fost onorată de beneficiar, deoarece ciclul instrucțiunii a rezultat de zece ori mai lent.

Această cercetare a fost însă valorificată ulterior de Intel, prin elaborarea microprocesoarelor.

3.2.11. SISTEME DE AFIȘARE

Afișarea numerică a rezultatelor prezintă avantajele lizibilității de la distanță și lipsei erorilor subiective de citire produse de paralaxă, în cazul afișării analogice.

Dezvoltarea sistemelor de afișare numerice a fost atît de impetuoasă, încît diverse tipuri, utilizate cu succes în anii 1960—1965, sînt total abandonate în prezent.

În anii 1968—1970, au apărut sisteme de afișare noi, care s-au asimilat rapid în industria de componente.

Un sistem de afișare „ideal", dorit atît de constructori, cît și de utilizatori, ar trebui să răspundă următoarelor cerințe:

— durată de viață „nelimitată" înțelegînd prin aceasta 100 000 ore (cca 10 ani), ceea ce practic depășește uzura fizică și morală a unui aparat numeric;

— consum cît mai redus, pentru a răspunde cerințelor de alimentare autonomă a aparatelor;

— tensiuni de alimentare compatibile cu circuitele integrate;

— funcționare în limite cît mai largi de temperatură (—55°C — + 125°C, conf. cerințelor MIL) și în medii cu radiații intense;

— funcționare în condiții grele de solicitări mecanice (șocuri și vibrații);

— preț de cost redus.

În prezent, nu este cunoscut un astfel de sistem de afișare, motiv pentru care există însă mai multe tipuri de astfel de sisteme, fiecare cu avantajele și dezavantajele sale.

Sistemul de afișare cu tub cu descărcări în gaze

Tubul clasic cu descărcări în gaze (cunoscut sub denumirea de tub NIXIE) constă dintr-un balon de sticlă umplut cu gaze inerte, în care sînt plasați suprapus catozii, reprezentînd caracterele, (cifrele de la 0 la 9, pentru cazul general) și un anod comun.

Fiecare catod se ilumineză la aplicarea tensiunii pe electrodul corespunzător, conturînd forma caracterului respectiv. La tuburile NIXIE, curent utilizate în aparatele de măsurat, înălțimea medie a caracterelor este de 13 mm.

Plasarea suprapusă a catozilor este dezavantajoasă pentru cei posteriori, lizibilitatea reducîndu-se pentru aceștia, la unghiuri de vizualizare mai mici decît 100°.

Pentru a înlătura acest dezavantaj s-au elaborat tuburi în care caracterele se formează prin combinarea a 7 segmente dispuse în același plan. În acest caz, se asigură lizibilitatea pentru toate caracterele de la o distanță

de 7 m sub un unghiu de vizualizare de 150°, înălțimea caracterului fiind de 8,5 mm.

Performanțele tipice ale tuburilor cu descărcări în gaze, de fabricație recentă, sînt următoarele:

— funcționare în domeniul de temperatură (0—70°C) unii constructori admițînd —20°C, cu reducerea duratei de viață;

— durata de viață medie 50 000 ore, unii constructori menționînd că durata descărcărilor continue pe același catod nu trebuie să se producă mai mult decît 100 ore;

— consum (200—500) mW pentru dimensiuni ale caracterelor de 8,5 — — 15 mm.

Dezavantajul esențial, care va conduce la dispariția tuburilor cu descărcări în gaze, constă în faptul că impun tensiuni de alimentare ridicate (min. 170 V).

Acest fapt este incomod, în special la aparatele portabile cu alimentare autonomă și circuite integrate, deoarece se impune un convertor de tensiune înaltă. De altfel simpla prezență a tensiunilor de ordinul a 170—200 V este periculoasă în aparatele cu circuite integrate, din punctul de vedere al distrugerii acestora, în cazul unor contacte accidentale la montaj sau depanare.

Sistemul de afișare cu diode electrominiscente LED (Light emitting diodes).

LED-urile sînt dispozitive semiconductoare cu joncțiune p—n, care emit radiații în spectrul vizibil, atunci cînd sînt polarizate direct. Datorită acestei tehnologii, LED-urile se caracterizează printr-o „imunitate" la solicitări mecanice.

Caracterele sînt dispuse într-un singur plan, realizările practice, fiind cu 7 segmente pentru afișarea cifrelor 0—9 și a literelor AbCdEFHJLPSU, sau cu o matrice de 5 × 7 sau 4 × 7 puncte pentru afișarea alfanumerică [49].

Conectarea diodelor electroluminiscente în cazul afișării cu 7 segmente se face cu anodul sau catodul comun, comanda de la decoder fiind aplicată la catozi, respectiv la anozi. În cazul matricilor se preferă conectarea pe coordonate, unde sînt conectați împreună anozii diodelor de pe o coloană și, respectiv, catozii diodelor de pe un rînd. La această dispunere se reduce numărul conductoarelor din elementul de afișare, cu sacrificiul complicării decoderului de comandă, ceea ce în ansamblu se consideră avantajos.

Performanțele tipice ale sistemului de afișare cu elemente LED sînt următoarele [47, 48]:

— compatibilitate cu circuitele integrate TTL și COS—MOS,

— funcționare în domeniul de temperatură 0—70°C și —55°C — +100°C pentru anumite tipuri,

— durata de viață 100 000 ore,

— înălțimea caracterelor (2,5—15 mm), pentru care se obține un consum mediu de (60—280 mW), cu toate segmentele polarizate.

Prețul de cost al acestui sistem de afișare a scăzut simțitor în ultimii ani și cu toate că este încă superior tuburilor cu descărcări în gaze, tendința constructorilor de a-l prefera în ultimele realizări, este evidentă.

Sistemul de afișare cu cristale lichide

Este interesant de menționat că deși fenomenul fizic care stă la baza cristalelor lichide și anume starea mezomorfică se cunoaște încă din anul 1888, realizările practice au început din anul 1968, datorită posibilităților tehnologiei actuale. Starea mezomorfică prezintă proprietatea de fluiditate a lichidelor, cît și structura moleculară ordonată caracteristică solidelor.

Proprietatea de dispersie dinamică a cristalelor lichide de tip nematic prin care devin vizibile la aplicarea unui cîmp electric exterior, a condus la realizarea sistemelor de afișare. Problema cea mai dificilă la realizarea industrială a afișării prin cristale lichide a constat în producerea dispersiei dinamice la temperatura camerei.

În sistemele de afișare cu cristale lichide se cunosc două moduri de funcționare și anume prin transmisie și prin reflexie, în amblele cazuri cristalul lichid fiind închis ermetic între doi electrozi.

În cazul funcționării prin transmisie, ambii electrozi sînt transparenți și lumina unei surse auxiliare pătrunde dinspre electrodul posterior, perpendicular pe direcția de observare. La funcționarea prin reflexie, electrodul posterior este opac și reflectă lumina care vine dinspre observator. Funcționarea prin reflecție este mai răspîndită, deși prezintă un factor de contrast mai mic decît funcționarea prin transmisie, deoarece nu necesită o sursă auxiliară de lumină, dar factorul de contrast este independent de variațiile luminii mediului ambiant.

Sistemul de afișare cu cristale lichide implică o ermetizare perfectă, deoarece impuritățile sau pierderile de lichid alterează serios procesul de dispersie dinamică.

Caracteristicile tipice ale acestui sistem de afișare sînt următoarele [50]:

— consum extrem de mic de putere (350 μW, pentru un element cu 7 segmente, înălțimea caracterelor fiind cca 20 mm., cu toate segmentele energizate),

— compatibilitate cu circuitele integrate COS—MOS,

— funcționare în c.a., alimentarea în c.c. nefiind recomandată, dat fiind scurtarea duratei de viață,

— domeniul de temperatură de funcționare restrîns și anume (0—55°C), pentru ultimele tipuri,

— durata de viață redusă (2000—10 000) h.

— timp de răspuns de ordinul (20—100) ms,

— prețul de cost ridicat, putînd deveni competitiv cu sistemul LED, pentru cantități mai mari decît 10000 bucăți.

Tehnologia cristalelor lichide nu și-a spus încă ultimul cuvînt. Avantajul lor considerabil și anume consumul extrem de redus determină firmele constructoare să depună eforturi în vederea extinderii domeniului de temperatură, creșterii duratei de viață și reducerii prețului de cost, dezavantaje esențiale pentru realizările actuale.

Pentru extragerea informației binar-zecimale din numărătoare și afișarea în formă zecimală, se utilizează un decoder de comandă. Funcție de forma caracterelor afișate, rezultă trei tipuri principale de decodere și anume [45]:

— decodere pentru comanda iluminării directe a caracterelor zecimale, prin codul 1 din 10,

— decodere pentru comanda iluminării unor segmente, din combinarea cărora rezultă caracterele zecimale,

— decodere pentru comanda iluminării unor puncte, în cazul reprezentării alfanumerice.

Valorile tensiunilor și curenților pentru comanda diferitelor sisteme de afișare, conduc de asemenea la diverse tipuri de decodere. Astfel la comanda tuburilor cu descărcări în gaze, în circuitele de ieșire ale decoderului apar tensiuni relativ ridicate, deoarece prin spațiul ionizat de descărcarea pe un anumit catod se transmite potențialul anodului (cca 170 V) pe catodul vecin, care se transmite și pe ieșirea corespunzătoare a decoderului. Limitarea tensiunii, se face cu diode Zener, la valoarea de (50—60) V. Prin aceasta se reduce atît tensiunea inversă pe colectorul tranzistoarelor de ieșire din decoder, cît și salturile de tensiune la comutarea descărcărilor, care reprezintă perturbații în circuitele logice.

La comanda sistemului de afișare cu diode electroluminiscente, cerința principală impusă decoderului este furnizarea curentului de ieșire pentru polarizarea segmentelor, valori uzuale fiind de (5—20) mA. În cazul circuitelor TTL, aceasta nu constituie o problemă. Deoarece valorile tensiunii directe pe un segment electroluminiscent este: (1,6—3,4) V, se impune conectarea unei rezistențe serie, la decoderele cu circuit de ieșire, „colector deschis" pentru compatibilitate cu tensiunea de alimentare de 5 V, a circuitelor TTL.

Decoderele COS-MOS pot comanda sisteme de afișare cu LED-uri, direct, în cazul celor cu consum de ordinul a 5 mA și prin intermediul unor amplificatoare de curent (cu tranzistoare bipolare) pe cele de consum mai ridicat.

În prezent, se realizează circuite integrate monolitice, care includ sistemul de afișare LED, cît și circuitele de numărare. memorie și decoder, sau numai memorie și decoder.

Decoderele pentru sistemele de afișare LED [47] includ circuite pentru stingerea zero-urilor nesemnificative, controlul integrității dispozitivelor de afișare și permit aplicarea unor impulsuri electrice cu factor de umplere variabil prin care se poate regla strălucirea, funcție de iluminarea mediului ambiant.

Sistemul de afișare cu cristale lichide se pretează foarte bine la comanda cu decodere COS-MOS, realizîndu-se astfel soluția optimă din punct de vedere al reducerii consumului de putere. Comanda cristalelor impune un anumit artificiu de schemă, în vederea aplicării tensiunii alternative a unei surse auxiliare pe segmentul comandat și o tensiune nulă pe celelalte segmente, pentru creșterea duratei de viață a sistemului de afișare.

În cazul afișării mai multor unități, pentru sistemele de afișare cu tuburi cu descărcări în gaze și diode electroluminiscente se poate aplica multiplexarea, utilizîndu-se un singur decoder [45].

Sistemul de afișare cu cristale lichide nu se pretează la comanda prin multiplexare, dat fiind lipsa unui prag bine definit de blocare și valoarea mare a timpului de răspuns.

BIBLIOGRAFIE

1. J. G. Graeme, G. E. Tobey, L. P. Huelsman, *Operational Amplifiers*, Design and Applications (by Burr — Brown), Mc. Graw — Hill, New-York, 1971.
2. *The Applications Engineering Staff of the S.G.S. Group, The Applications of Linear Microcircuits*, S.G.S. Uk. Ltd, Planar House, Milan — Paris — Stuttgart, 1972.
3. A. Vătășescu, ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*, Ed. Tehnică, București, 1971.
4. R. Stere, ș.a., *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Ed. Tehnică, București, 1972.
5. M. S. Ghausi, *Electronic Circuits-Devices, Models, Functions, Analysis, and Design*, Van Nostrand Reinhold Co., New-York, London 1971.
6. B. M. Oliver, J. M. Cage, *Electronic Measurements and Instrumentation*, Mc. Graw-Hill, New-York, 1971.
7. C. F. Coombs, *Basic Electronic Instrument Handbook*, Mc. Graw-Hill, New-York, 1972.
8. *Product guide 1975* Analog Devices Inc., 1975.
9. J. Milman, H. Taub, *Pulse digital and switching waveforms*, Mc. Graw-Hill, New-York, 1965.
10. Semiconductor Electronic Education Comitee, *Seven Volumes Series on Transistor Electronics*, John Wiley Inc., New-York, London, 1964—65.
11. * * * *F.E.T. Vertical Deflection Pre-Amplifier for a Wide-Band Oscilloscope*, Transistors and Diodes — Applications Note, Mullard Ltd., May 1969.
12. H. Kloppers, *The PM 2403, a simple but effective multimeter*, Electronic Measuring and Microwave Notes, Philips, 1/1971.
13. * * * *20 Jahre Electronic-Voltmeter*, Neues von Rhode & Schwarz, nr. 52, Dez./Jan. 1971/72.
14. P.E. Gray, C.L. Searle, *Bazele electronicii moderne*, vol. I—II, Ed. Tehnică, București, 1973
15. J.P. Oemichen, *Choppers à transistors à effect de champ*, Note d'application technique SESCOSEM, réf. 36 — LB — 014.
16. J. Dostal, *Analysis of the capacitance error of a misfet chopper modulator*, Electronic Engineering, 39, nr. 476, oct. 1967.
17. J. A. Arts, *Drift correction*, Electronic Measuring and Microwave Notes, Philips 3/1969.
18. B. Orwiller, *Oscilloscope Vertical Amplifiers-Circuit Concepts* Tektronix, Inc., 1969.
19. E. Statnic, *Amplificatoare de frecvență intermediară*, Ed. Tehnică, București, 1968.
20. Gh. Cartianu, *Analiza și sinteza circuitelor electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1971.
21. Damachi, Th. Dănilă, *Amplificatoare și detectoare de videofrecvență*, Ed. Tehnică, București, 1969.
22. L.P. Huelsman, *Active Filters: Lumped, Distributed, Integrated, Digital and Parametric*, Mc. Graw-Hill, New-York, 1970.
23. R. Morisson, *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*, John Wiley and Sons, Inc., New-York, London, 1967.

24. K. Benz, T. Görög, *Circuits in average value electronic vcltmeters*, Electronic Measuring and Microwawe Notes, Philips 4/1969.
25. J. Weber, *Oscilloscope Probe Circuits*, Circuit Concepts, Tektroniix, Inc., 1969.
26. M. Callahan, *Chopper-stabilized IC op-amps. achieve precisicn, speed, economy* Electronics, vol. 46, No 17, August 16, 1973.
27. W. Ott, *Combined op amps improve over — all amplifier respons*, Electronics, vol. 46, No 23, November 8, 1973.
28. C. Bulucea, ș.a., *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, București, 1976.
29. A. Petrescu, *Calculatoare automate*, Ed. Didactică, București, 1970.
30. Bouwens A. *Digital Instrument Course*, Philips, Test and Measuring Notes, 1972/1—6.
31. * * * *The Value of Power*, General Automatic, Inc., Araheim, California 1973.
32. W.E. Wickes, *Logic Design with Integrated Circuits*, John Wiley, New-York, London, 1968.
33. J.P. Oehmischen *Initiatien a l'emploi des circuits intégrés digitaux* Thomson CSF, 1972.
34. H.G. Hibberd, *Questions and answers on integrated circuits*, 1974
35. R.L. Morris, J. L. Miller, *Designing with TTL Integrated Circuits*, Texas Instruments Inc. Mc. Graw-Hill Book Company, 1971.
36. J. Gilliam, *Comparison of DTL, TTL and HNIL Circuits*, Mullard Integrated Circuits, 1972.
37. *Ultra Speed Integrated Circuits*, Signetics, Yeoman House, 1973.
38. * * * *Circuits intégrés MOS*, Thomson CSF, 1975.
39. * * * *C MOS Data Book*, Fairchild Semiconductor, 1975.
40. N.N. Biswas, *The Logic and Input Equaticns of Filip-Flops*, Electronic Engineering, February 1966.
41. J. P. Brown, *I. C. mcnostables can be economical*, Electronic Engineering, April, 1972.
42. A. Raudin, *Monostables et trigger*, Thomson CSF, Juin, 1971.
43. * * * *„Selection of Texas Instruments Applicatiens Notes and Reports"*, AVI. ELEC, Brussels 4, 1971.
44. * * * *"The TTL Applications Handbook Fairchild Semiconductor"*, 1973.
45. * * * *Das TTL Kochbuch — Applikatiens labor*, Texas Instruments, GmbH, 1972.
46. D. H. Sheinghold, *Analog — Digital Conversion Handbook*, Analog Devices, Massachusetts, 1972.
47. * * * *The Optoelectronics Data Book for Design Engineers*, Texas Instruments, 1973.
48. * * * *Optoelectronics Designer's Catalog'* Hewlett Packard, 1976.
49. S. V. Kartaloupoulos, *Display letters and Symbols on a 7 segment numerical display*, Electronic Design, December 6, 1976.
50. * * * *Optoelectronik Flüssighuslat Anzeigen*, Siemens, 1976.
51. * * * *Note aplicative Texas Instruments*, Sescosem, Hewlett — Packard.

4.

Surse de alimentare

4.1. REDRESOARE

Transformarea tensiunii alternative furnizată de rețelele de distribuție a energiei electrice în tensiune continuă se face cu ajutorul redresoarelor.

Schema bloc a unui redresor este prezentată în figura 4.1. Transformatorul *Tr* separă circuitele de curent alternativ de cele de curent continuu și

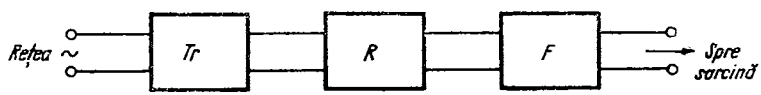


Fig. 4.1. Schema bloc a unui redresor.

determină, de obicei, valoarea tensiunii continue în sarcină pentru o valoare dată a tensiunii de rețea. Redresorul propriu-zis *R* este construit cu componente care au o caracteristică tensiune-curent neliniară, permițînd trecerea curentului într-un singur sens. Elementele electronice care îndeplinesc funcția de redresare sînt: diode semiconductoare, diode cu vid, tuburi cu gaz, tiristoare, ignitroane etc. Filtrul *F* are rolul de a netezi pulsațiile tensiunii de la ieșirea redresorului.

4.1.1. REDRESOARE NECOMANDATE CU DIODE SEMICONDUCTOARE

Redresoare monofazate

În figura 4.2 *a* este prezentată schema unui redresor monoalternanță cu sarcină rezistivă. Considerînd caracteristica diodei redresoare ideală (fig. 4.2 *b*), curentul prin circuit are forma din figura 4.2 *c*. Tensiunea inversă aplicată diodei are amplitudinea $V_{inv\,max}$ egală cu tensiunea vîrf-vîrf din secundarul transformatorului. Deoarece curentul din secundar are o componentă continuă, este necesar un transformator cu secțiune mare, pentru a evita pierderile de putere prin fenomenul de saturație a miezului [1.2]. Acest dezavantaj se elimină prin utilizarea schemei de redresare dublă alternanță

din figura 4.3*a*, care îmbunătățește și forma de undă a curentului redresat (fig. 4.3*b*). Față de punctul median al înfășurării secundare, tensiunile în punctele A și B sînt în antifază, deci fiecare diodă conduce doar într-o semialternanță. Tensiunea inversă maximă, pe care o suportă diodele, are valoarea

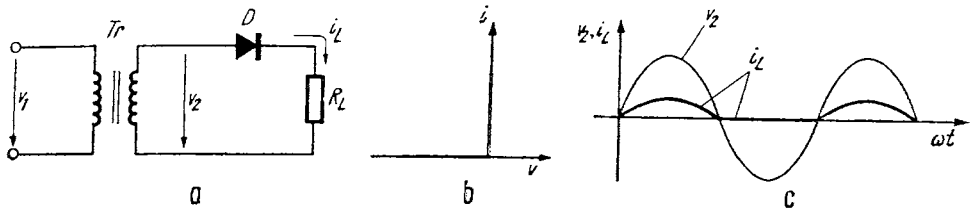


Fig. 4.2. Redresor monoalternanță:
a — schema de principiu; *b* — caracteristica idealizată a diodei redresoare; *c* — forma de undă a curentului prin rezistorul de sarcină.

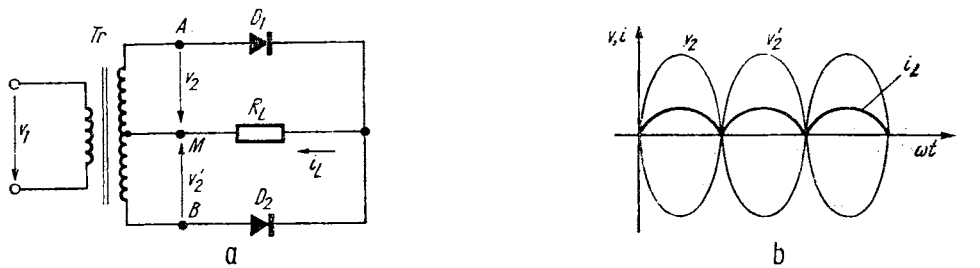


Fig. 4.3. Redresor dublă alternanță:
a — schema de principiu; *b* — forma de undă a curentului prin sarcină.

egală cu cea obținută pentru redresorul monoalternanță, la aceeași tensiune de vîrf în secundar.

Schema de redresor în punte prezentată în figura 4.4, folosește patru diode, care conduc două cîte două (D_1 și D_4 sau D_2 și D_3) într-o semialternanță, pierderile de tensiune fiind, pentru acest motiv, mai mari decît la alte tipuri de redresoare. Valoarea maximă a tensiunii inverse se distribuie egal pe cele două diode care nu conduc, deci este redusă la jumătate față de schemele precedente. Aceasta face ca redresorul în punte să fie indicat pentru tensiuni mari.

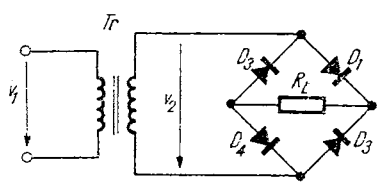


Fig. 4.4. Schemă de redresor în punte.

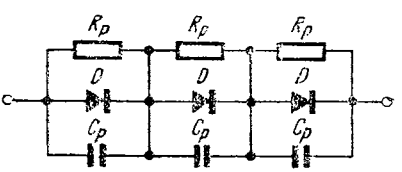


Fig. 4.5. Conectarea diodelor redresoare în serie.

Atunci cînd tensiunea inversă care apare pe elementul redresor depășește valoarea maximă indicată de fabricant, se folosesc mai multe diode legate în serie (fig. 4.5). Rezistoarele R_p sînt necesare pentru egalizarea tensiunilor

pe diode, deoarece altfel, pe dioda care are curentul rezidual cel mai mic, apare o tensiune mai mare decît pe celelalte diode. Valoarea acestor rezistoare se calculează în așa fel încît prin ele să treacă un curent mai mare decît curentul rezidual maxim al tipului de diodă utilizat. Capacitoarele C_p compensează diferențele dintre timpii de comutare în invers ai diodelor legate în serie [1].

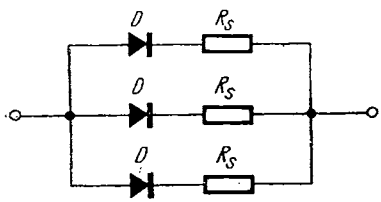


Fig. 4.6. Conectarea diodelor redresoare în paralel.

Redresarea unor curenți de sarcină de intensitate mare se poate face prin conectarea a unor diode în paralel (fig. 4.6). Deoarece între valorile rezistențelor statice ale diodelor există o anumită dispersie, în serie cu fiecare dispozitiv se leagă un rezistor de egalizare R_s (rezistența statică a unei diode este definită de raportul dintre tensiunea și curentul corespunzător din punctul static de funcționare).

Schemele de redresoare pentru curenți și tensiuni mari folosesc diode în conexiuni combinate (serie-paralel), ca în figurile 4.7*a* și 4.7*b*.

În majoritatea aplicațiilor, tensiunea pulsatorie de la ieșirea redresoarelor trebuie netezită, pentru a nu perturba funcționarea circuitelor alimentate. Filtrele utilizate pentru acest scop se construiesc cu inductoare sau capacitoare. Dacă se impune o valoare foarte mică a ondulațiilor tensiunii de ieșire, filtrele pot avea o structură complexă, rezultată din combinarea a mai multe secțiuni diferite, în cascadă.

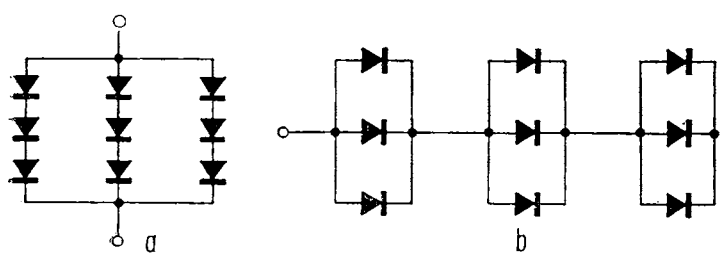


Fig. 4.7. Legarea combinată a diodelor redresoare.

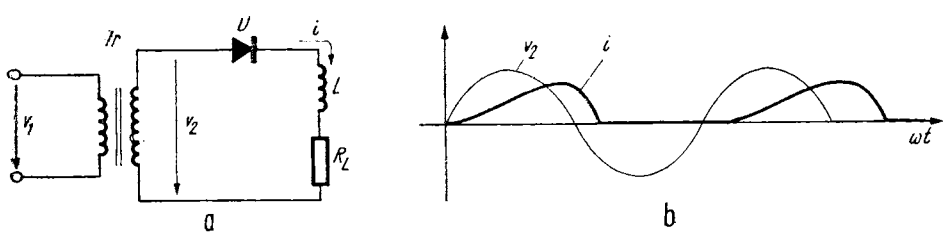


Fig. 4.8. Redresor monoalternanță cu filtru inductiv:
a — schemă de principiu; *b* — forma de undă a curentului prin sarcină.

Figura 4.8*a* prezintă o schemă de redresor cu filtru inductiv. Inductorul L are inductanța mare și se construiește, de obicei, pe un miez de fier. Forma de undă a curentului de sarcină este dată în figura 4.8*b* și se explică prin

faptul că inductorul absoarbe energie cînd curentul crește peste valoarea sa medie și cedează această energie cînd curentul scade sub valoarea sa medie. Acțiunea filtrului este cu atît mai eficace cu cît raportul $\omega L/R_L$, unde s-a notat cu ω pulsația corespunzătoare frecvenței rețelei, este mai mare. Pentru

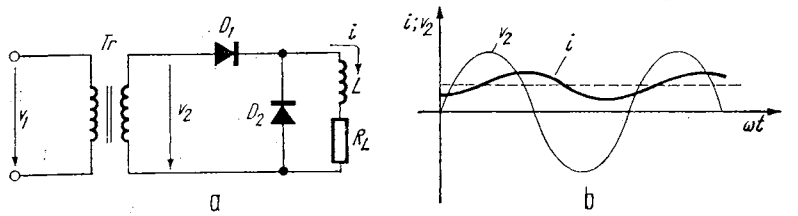


Fig. 4.9. Redresor monoalternanță cu filtru inductiv și diodă de nul:
a — schemă de principiu; *b* — forma de undă a curentului prin sarcină.

acest motiv, schemele de filtrare cu inductor se utilizează la curenți de sarcină mari. Forma de undă se poate îmbunătăți conectînd, în paralel cu grupul compus din inductorul L și rezistorul R_L, o diodă (D_2 din fig. 4.9,*a*), care menține circulația curentului prin sarcină și în timpul semialternanței negative a tensiunii alternative (fig. 4.9 *b*) [1,4].

Redresoarele dublă alternanță cu filtru inductiv dau la ieșire un curent cu o pulsație dublă în comparație cu redresoarele monoalternanță, la care pulsația este egală cu cea a rețelei (figura 4.10 *a* și *b*).

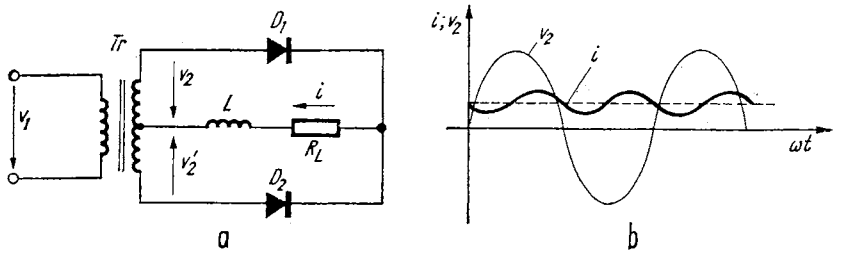


Fig. 4.10. Redresor dublă alternanță cu filtru inductiv:
a — schemă de principiu; *b* — forma de undă a curentului prin sarcină.

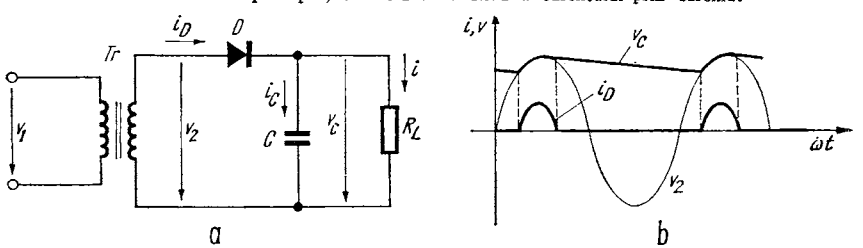


Fig. 4.11. Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv:
a — schemă de principiu; *b* — principalele forme de undă ale semnalelor din circuit.

Altă metodă de filtrare a tensiunilor redresate constă în utilizarea unor capacitoare legate în paralel cu sarcina (fig. 4.11 *a*) Urmărind formele de undă din figura 4.11 *b*, se constată că dioda conduce o perioadă de timp scurtă,

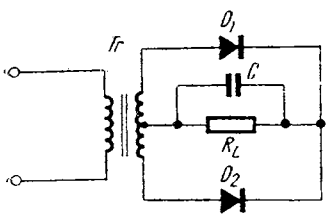


Fig. 4.12. Redresor dublă alternanță cu filtru capacitiv.

în care capacitorul C este încărcat (aproximativ) la valoarea de vîrf a tensiunii de alimentare. Cînd v_2 scade sub valoarea v_C, dioda se blochează și capacitorul se descarcă prin rezistorul de sarcină. Efectul de filtrare este cu atît mai bun cu cît produsul R_LC este mai mare, schema fiind indicată la curenți de sarcină mici.

La schema de redresare dublă alternanță (fig. 4.12), capacitorul de filtraj alimentează sarcina, între două încărcări succesive, un timp mai scurt, deci ondulațiile tensiunii de ieșire sînt mai mici.

Filtrele cu capacitor la intrare solicită puternic diodele redresoare pe durata încărcării capacitorului, cînd curentul este limitat doar de rezistența de pierderi a transformatorului.

Redresoare polifazate. Redresoarele polifazate oferă, față de redresoarele prezentate pînă acum, cîteva avantaje însemnate [4,5]:

— o încărcare simetrică a rețelei de distribuție trifazată;

— tensiunea redresată are un factor de ondulație mai mic, chiar fără utilizarea filtrelor;

— transformatorul de rețea are un factor de utilizare ridicat, deci este mai ieftin.

În figura 4.13 este prezentată schema unui redresor trifazat monoalternanță (*a*) și forma curentului de sarcină asociat (*b*). Diodele conduc numai atîta timp cît potențialul anodului este mai pozitiv decît potențialul catodului (unghiul de conducție este $2\pi/3$).

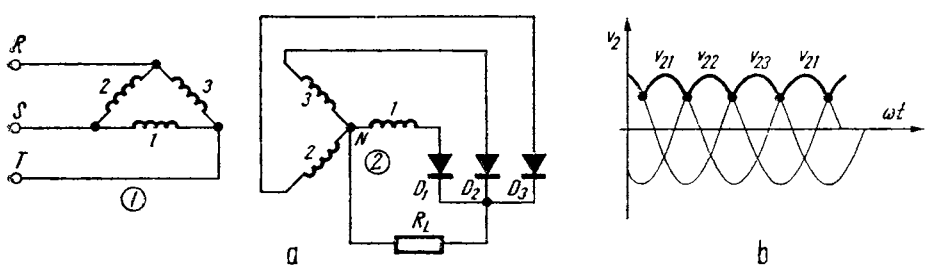


Fig. 4.13. Redresor trifazat:

a — schemă de principiu; *b* — forma de undă a curentului prin sarcină.

Schema în punte din figura 4.14 folosește un număr dublu de diode, care conduc în felul următor (fig. 4.15): D_{1A} și D_{2B} de la t_1 la t_2; D_{1A} și D_{3B} de la t_2 la t_3; D_{2A} și D_{3B} de la t_3 la t_4, etc. Ca și la redresoarele monofazate, circuitul în punte se utilizează pentru redresarea tensiunilor mari.

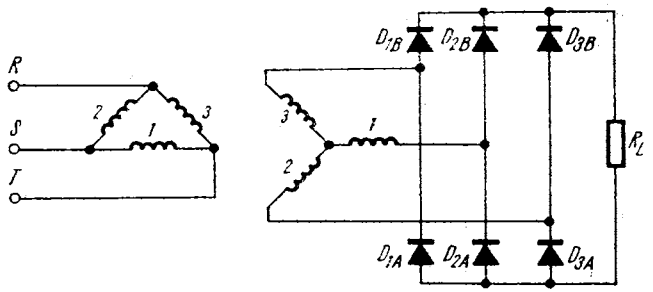


Fig. 4.14. Redresor trifazat în punte.

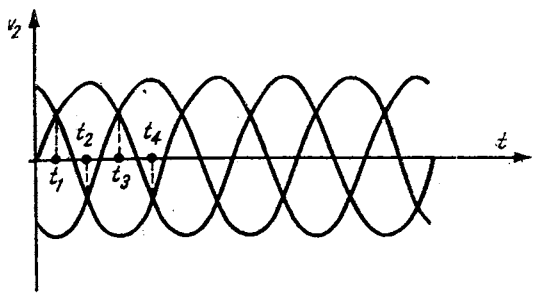


Fig. 4.15. Determinarea timpilor de conducție pentru diodele din redresorul trifazat în punte.

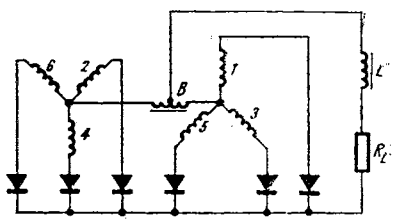


Fig. 4.16. Redresor hexafazat cu inductor de egalizare.

Numărul echivalent de faze ale unui redresor poate fi mărit prin conectarea, în diverse moduri, a redresoarelor trifazate în stea și triunghi. Figurile 4.16 și 4.17 prezintă schema unui redresor dublu trifazat cu inductor de egalizare B (echivalent cu șase faze) și, respectiv, o schemă de redresor duodecafazat.

Redresoare cu multiplicarea tensiunii [2,5,6]. În instalațiile de mică putere, tensiunile mari, continue, se obțin prin multiplicarea unei tensiuni de valoare redusă.

Avantajul acestei metode constă în faptul că se utilizează un transformator cu tensiune mică în secundar, deci nu necesită o izolație specială. Multiplicatoarele de tensiune se folosesc, de obicei, în combinație cu un invertor, care transformă o tensiune continuă în tensiune alternativă. Dacă frecvența de lucru a invertorului este mare (cîțiva kilohertzi), transformatorul în

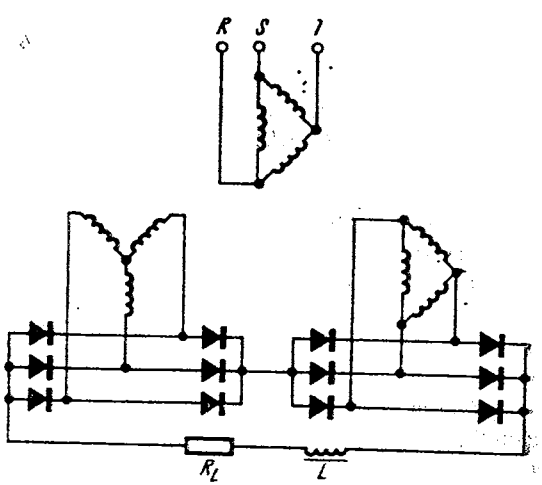


Fig. 4.17. Redresor duodecafazat.

secundarul căruia se obține tensiunea care trebuie multiplicată, poate avea dimensiuni reduse.

Schema redresorului cu dublarea tensiunii din figura 4.18 utilizează două redresoare monoalternanță care încarcă, pe rînd, capacitoarele C_1 și C_2. Tensiunile v_{C1} și v_{C2}, însumate, alimentează rezistorul de sarcină R_L.

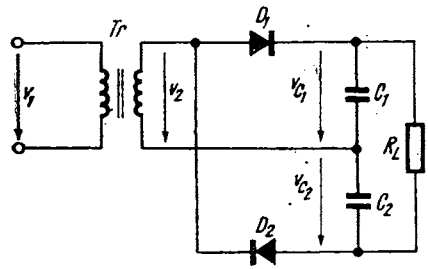


Fig. 4.18. Schemă de redresor cu dublarea tensiunii.

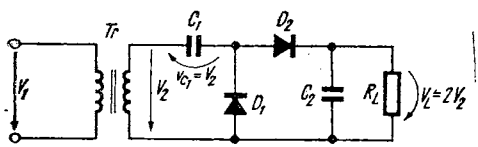


Fig. 4.19. Redresor cu dublarea tensiunii cu punct comun de masă al transformatorului și sarcinii.

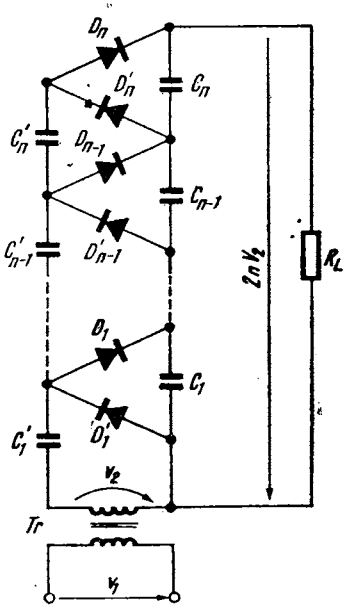


Fig. 4.20. Schemă de redresor cu multiplicarea de $2n$ ori a tensiunii.

În figura 4.19 este prezentată altă schemă de redresor cu dublare de tensiune. Aceasta prezintă avantajul că rezistorul de sarcină și transformatorul au un punct comun, care poate fi legat la masă. Capacitorul C_1 este încărcat prin dioda D_1, într-o semialternanță, la valoarea de vîrf a tensiunii v_2 din secundar. În semialternanța următoare, tensiunea de pe C_1, însumată cu tensiunea v_2, încarcă capacitorul C_2 la o tensiune egală cu $2V_2$, care alimentează sarcina.

Prin conectarea în cascadă a n circuite ca cel din figura 4.19, se obține o multiplicare de $2n$ ori a tensiunii de ieșire (fig. 4.20), față de tensiunea din secundarul transformatorului.

4.1.2. REDRESOARE COMANDATE CU TIRISTOARE

Schemele moderne de redresoare, cu tensiune de ieșire variabilă, utilizează, în special la puteri mari, circuite de reglare cu tiristoare. Plaja de reglaj a tensiunii de ieșire este de la zero la valoarea maximă, fără pierderi de putere activă.

În figura 4.21 este prezentată schema unui redresor comandat, dublă alternanță, cu sarcină rezistivă. Tiristoarele sînt comandate pe rînd, prin impulsuri de curent aplicate pe grilă, în semialternanțele care asigură între anod și catod o tensiune pozitivă (fig. 4.22 *a*). Unghiul de comandă α este

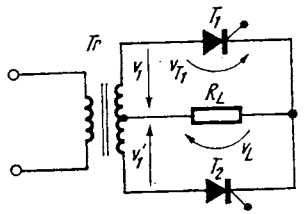


Fig. 4.21. Redresor dublă alternanță comandat cu tiristoare.

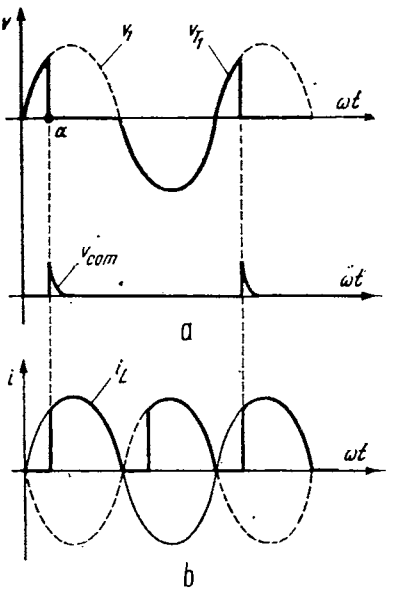


Fig. 4.22. Forme de undă asociate circuitului din figura 4.21.:
a — tensiunea pe tiristorul T_1; *b* — curentul prin sarcină.

durata de timp dintre momentul în care tensiunea alternativă trece prin zero și momentul deschiderii tiristorului. La inversarea sensului tensiunii între anod și catod, tiristoarele se sting singure. În semialternanța pozitivă a tensiunii v_1 este comandat T_1, iar în semialternanța pozitivă a tensiunii v_1' este comandat T_2. Forma curentului prin rezistorul de sarcină este prezentată în figura 4.22 *b*. Valoarea medie a tensiunii și a curentului de sarcină variază cu unghiul de comandă după legea

$$V_L = V_1(1 + \cos \alpha)/\pi$$

S-a notat cu V_1 valoarea de vîrf a tensiunii v_1.

Schema de redresor comandat în punte se poate realiza în variantele din figura 4.23. Avantajul montajului din figura 4.23*b* constă în faptul că se folosesc numai două tiristoare, deci este mai ieftin; deoarece T_1 și T_2 au catozii comuni, înfășurările de comandă nu necesită o izolație specială.

Redresorul comandat cu filtru inductiv (fig. 4.24) prezintă particularitatea că, în cazul în care $\omega L \gg R_L$, tiristorul comandat nu iese din conducție la sfîrșitul semialternanței pozitive, deoarece inductanța tinde să mențină curentul care trece prin ea [1,4,6]. Conducția se menține pînă cînd celălalt tiristor primește un impuls de amorsare. La unghiuri de comandă $\alpha < 90°$, în semialternanța pozitivă, tiristorul funcționează în regim normal de redresor; în semi-

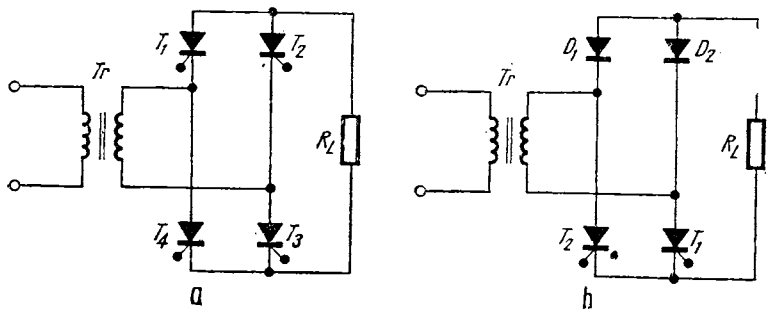


Fig. 4.23. Redresoare cu tiristoare în punte:
a — schema cu patru tiristoare; *b* — punte semicomandată.

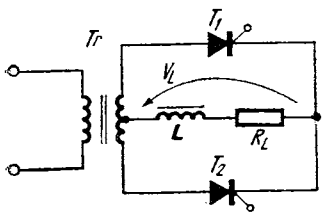


Fig. 4.24. Redresor comandat, cu filtru inductiv.

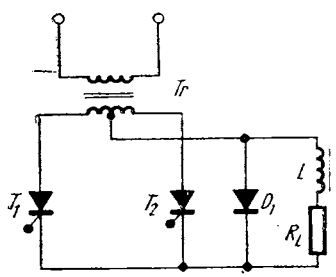


Fig. 4.26. Redresor comandat, cu diodă de nul.

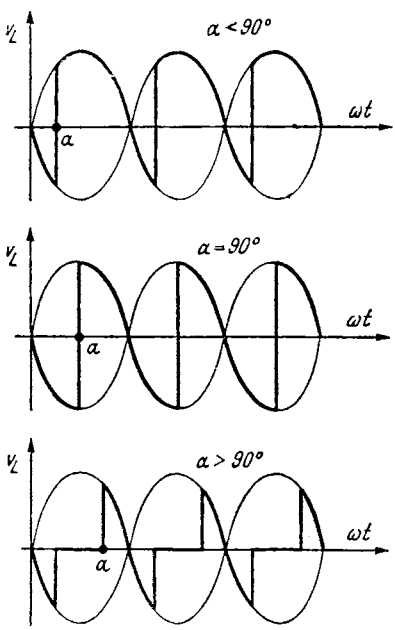


Fig. 4.25. Formele de undă ale tensiunii v_L pentru diverse unghiuri de comandă ale tiristoarelor din figura 4.24.

alternanța negativă, energia acumulată de inductorul L este cedată rețelei, schema lucrînd în regim de invertor. Tensiunea de ieșire variază de la valoarea maximă, cînd $\alpha = 0°$, la zero pentru $\alpha = 90°$. Dacă $\alpha > 90°$, deoarece nu este posibil ca valoarea medie a tensiunii la ieșire să se inverseze, conducția este parțial întreruptă și tensiunea la ieșire are valoarea medie nulă (fig. 4.25). Întreaga energie înmagazinată de inductanță este cedată rețelei.

Regimul de funcționare descris poate fi evitat prin conectarea unei diode de nul în paralel cu grupul L, R_L (fig. 4.26). Dioda de nul D_1 conduce în pe-

rioadele cînd tiristoarele sînt blocate și permite ca unghiul de comandă să aibă valori cuprinse în intervalul $0 \div 180°$.

Circuite de comandă pentru tiristoare

Funcționarea corectă a redresoarelor comandate impune ca impulsurile de amorsare ce se aplică tiristoarelor să fie sincronizate cu frecvența rețelei, iar unghiul de comandă să fie același, pentru fiecare tiristor și în fiecare semialternanță a tensiunii.

O schemă uzuală[4], folosită la comanda redresoarelor dublă alternanță, este prezentată în figura 4.27. Tensiunea de alimentare a oscilatorului de relaxare cu tranzistor unijoncțiune (TUJ) are o formă aproximativ trapezoidală, cu amplitudinea maximă V_z (fig. 4.27*b*). Prima amorsare a TUJ-ului are loc la un interval de timp, calculat din momentul trecerii prin zero al v_2, dat de relația

$$T_0 \simeq RC \ln[(1 - V_v/V_z)/(1 - \eta)]$$

în care s-au notat:

V_v — tensiunea din punctul de vale al caracteristicii tranzistorului unijoncțiune;

V_z — tensiunea diodei Zener;

η — raportul intrinsec de divizare al TUJ.

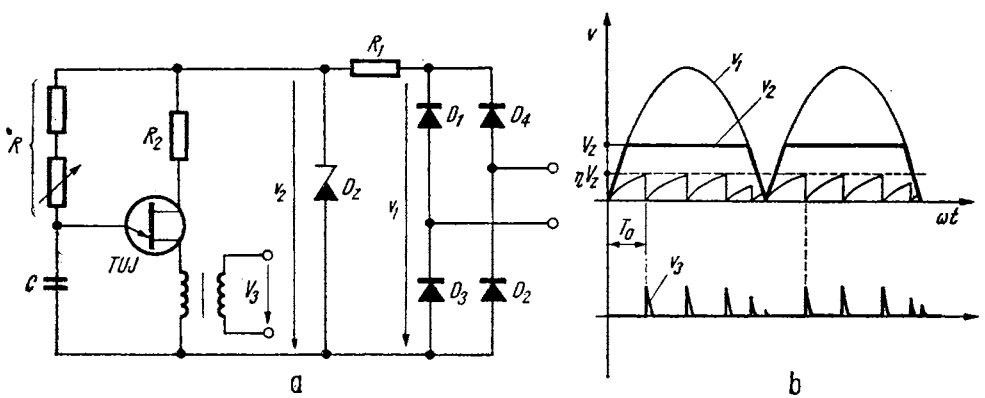


Fig. 4.27. Oscilator de comandă cu TUJ:

a — schemă de principiu; *b* — forme de undă asociate.

Se observă că într-o semialternanță se produc, la unghiuri mici de comandă, mai multe impulsuri de amorsare, dintre care numai primul este eficace, celelalte găsind tiristorul în stare de conducție.

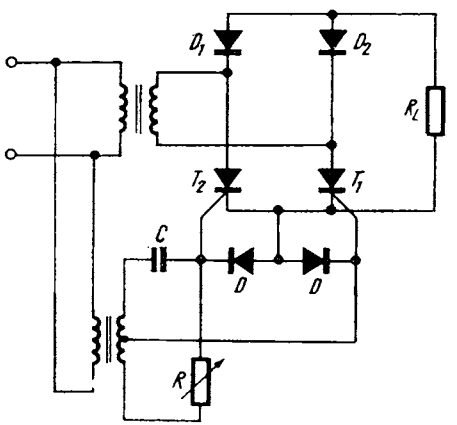


Fig. 4.28. Schemă de redresor comandat prin defazarea tensiunii de poartă.

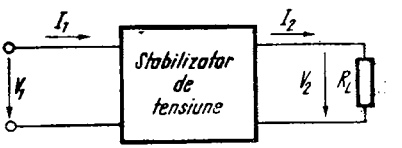


Fig. 4.29. Prezentarea cuadripolului stabilizator de tensiune.

În figura 4.28 este prezentată o schemă de comandă prin defazarea tensiunii alternative, care se aplică grilei tiristoarelor, față de tensiunea rețelei. Diodele D previn polarizarea inversă a joncțiunilor grilă — catod ale tiristoarelor. Unghiul de comandă se reglează variind valoarea rezistorului R.

4.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Stabilizatorul de tensiune este un cuadripol (fig.4.29) care acționează în sensul menținerii unei tensiuni constante la ieșirea sa, la variația tensiunii de intrare V_1, a rezistenței de sarcină R_L și a temperaturii θ. Deoarece tensiunea de ieșire este o funcție de forma

$$V_2 = f(V_1, R_L, \theta)$$

se definesc următorii factori de stabilizare

$$F_V = (\Delta V_1/V_1)/(\Delta I_2/I_2) \qquad R_L = ct.;\ \theta = \text{ct.}$$

$$F_R = (\Delta R_L/R_L)/(\Delta V_2/V_2) \qquad V_1 = ct.;\ \theta = \text{ct.}$$

$$F_\theta = (\Delta\theta/\theta)/(\Delta I_2/I_2) \qquad R_L = ct.;\ V_1 = \text{ct.}$$

Alte mărimi caracteristice unui stabilizator de tensiune sînt
— rezistența internă, definită de relația

$$R_i = -(\Delta V_2/\Delta I_2) \qquad V_1 = \text{ct.};\ \theta = \text{ct.}$$

— coeficientul de stabilizare definit prin expresia

$$S_o = \Delta V_1/\Delta V_2 \qquad I_2 = \text{ct.};\ \theta = \text{ct.}$$

4.2.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

În figura 4.30 este prezentată schema unui stabilizator parametric de tensiune care utilizează caracteristica neliniară tensiune-curent a diodelor Zener (fig. 4.31). Curentul prin diodă se alege astfel încît să se afle între limitele

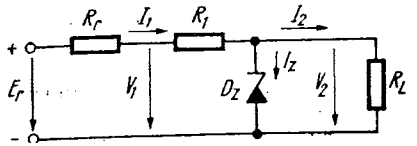


Fig. 4.30. Stabilizator parametric de tensiune.

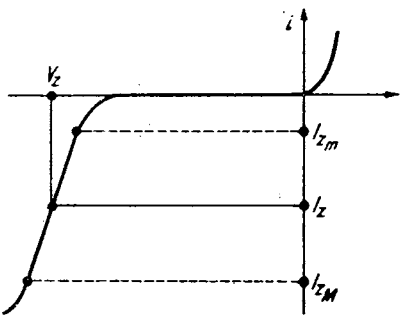


Fig. 4.31. Caracteristica i-v a unei diode Zener.

(I_{Zm}, I_{ZM}). I_{Zm} este curentul minim la care rezistența dinamică r_z a dispozitivului rămîne suficient de mică. I_{ZM} este curentul maxim prin diodă pentru care nu se depășește puterea disipată admisibilă.

Parametrii acestui tip de stabilizator se exprimă prin următoarele relații [6]

$$F_v = (1 + R_1/r_z) \cdot V_2/V_1$$
$$R_i = r_z(R_1 + R_r)/(R_1 + R_r + r_z)$$
$$S_o = 1 + R_1(1/r_z + 1/R_L)$$

R_r reprezintă rezistența internă a sursei nestabilizată.

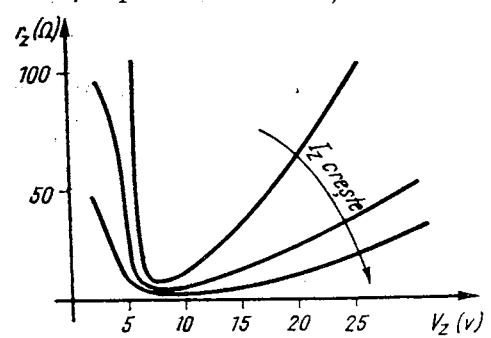


Fig. 4.32. Variația rezistenței dinamice a diodelor Zener în funcție de V_z (I_z parametru).

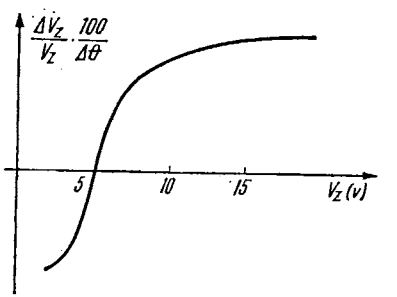


Fig. 4.33. Variația coeficientului termic al V_z în funcție de mărimea V_z.

Rezultatele cele mai bune se realizează prin utilizarea diodelor Zener cu tensiunea V_z în jurul valorii de 8 V, care au rezistența diferențială minimă (fig. 4.32). Performanțele optime din punctul de vedere al stabilității termice se obțin cu diode Zener a căror tensiune V_z are valori de 5—6 V (fig. 4.33).

Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj serie

Schema din figura 4.34 folosește ca element de reglaj al tensiunii tranzistorul T. Dioda D_z din baza tranzistorului face ca la ieșirea montajului să se găsească tensiunea $V_2 = V_Z - V_{BE}$

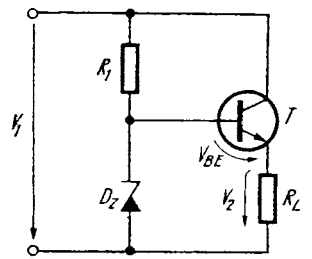


Fig. 4.34. Stabilizator simplu de tensiune cu tranzistor regulator.

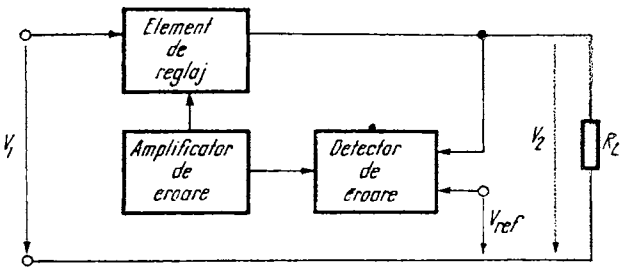


Fig. 4.35. Schema bloc a stabilizatoarelor de tensiune cu element de reglaj serie.

Variația curentului de sarcină produce o variație de h_{21E} ori mai mică a curentului de bază (h_{21E} este factorul de amplificare în curent al tranzistorului, la semnal mare). Dioda Zener poate să aibă, la acest tip de stabilizator, puterea, disipată admisibilă mult mai mică decît la un stabilizator parametric, chiar în cazul variației curentului de ieșire în limite largi. Deoarece tranzistorul T lucrează ca repetor pe emitor, rezistența de ieșire a stabilizatorului este mult mai mică decît r_z.

Performanțele cele mai bune, pentru un stabilizator de tensiune cu element de control serie, se obțin prin introducerea unui amplificator de eroare, ca în schema bloc din figura 4.35.

Detectorul de eroare compară tensiunea V_2 cu tensiunea de referință V_{ref}. Diferența dintre aceste semnale este amplificată și comandă elementul de reglaj serie în sensul menținerii unui raport V_2/V_{ref} constant la variația rezistorului de sarcină sau a tensiunii V_1. Amplificatorul de eroare poate fi, în cazul cel mai simplu, un tranzistor (T_2 din figura 4.36) sau, la stabilizatoarele cu performanțe foarte bune, un amplificator operațional AO (fig. 4.37).

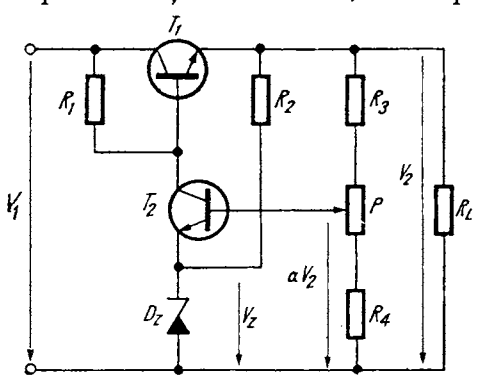


Fig. 4.36. Stabilizator de tensiune cu amplificator de eroare cu un tranzistor.

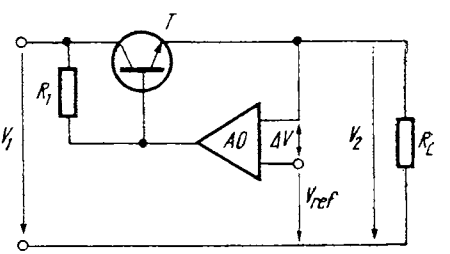


Fig. 4.37. Utilizarea unui amplificator operațional ca amplificator de eroare.

Analiza circuitului din figura 4.36 arată că tensiunea de la ieșirea stabilizatorului trebuie să fie mai mare decît V_Z[4]. Fracțiunea αV_2 este comparată cu tensiunea V_Z și diferența este amplificată de tranzistorul T_2. Dacă V_2 are tendința de creștere, curentul de colector al tranzistorului T_2 crește, determinînd o conducție mai slabă a tranzistorului T_1, deci tensiunea V_2 scade la valoarea inițială.

În figura 4.37, circuitul detector-amplificator de eroare este un amplificator operațional *AO*. Tensiunea de ieșire V_2 se aplică direct, la intrarea inversoare a *AO*; intrarea neinversoare este conectată la sursa de referință. Cînd V_2, dintr-un motiv oarecare, tinde să crească, tensiunea de la ieșirea *AO* scade, acționînd elementul regulator în sensul micșorării tensiunii V_2. Tensiunea de eroare ΔV este cu atît mai mică cu cît amplificarea *AO* este mai mare. Această tensiune este necesară comenzii sistemului de reglare. Dacă $\Delta V = 0$, tensiunea $V_2 = 0$ și circuitul nu poate să funcționeze. La acest stabilizator, tensiunea de ieșire poate fi reglată de la zero ($V_{ref} = 0$) pînă la valoarea maximă a tensiunii de referință.

Amplificatorul-comparator de eroare. Rolul amplificatorului comparator de eroare este de a realiza un cîștig de tensiune cît mai mare, pentru asigurarea performanțelor optime ale stabilizatorului în care funcționează.

Altă cerință impusă unui amplificator-comparator de eroare este insensibilitatea tensiunii de decalaj de intrare la variația temperaturii. În circuitul din figura 4.36, pentru creșterea temperaturii cu 1°C, tensiunea v_{BE} a tranzistorului T_2 scade cu aproximativ 2 mV. Variația v_{BE} se adaugă la tensiunea de eroare, scăzînd precizia stabilizatorului.

Acest efect se micșorează considerabil prin folosirea unui amplificator diferențial (fig. 4.38). Tranzistoarele T_2 și T_3 sînt cuplate termic printr-un radiator comun sau se montează în aceeași capsulă (tranzistor dublu). Temperaturile joncțiunilor bază-emitor sînt, în structurile descrise, aproape egale și variază în același sens.

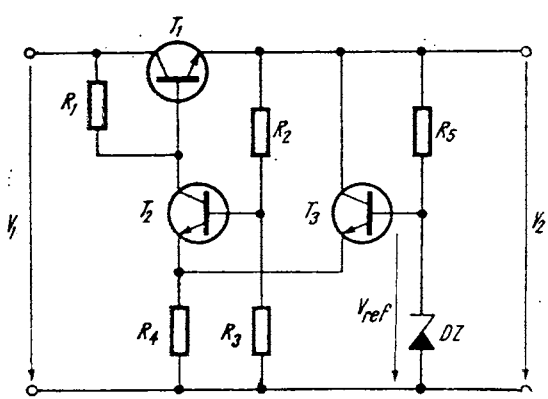


Fig. 4.38. Amplificator de eroare cu tranzistoare în montaj diferențial.

Compensarea termică cea mai bună se obține utilizînd, ca amplificator-comparator de eroare, un amplificator operațional integrat monolitic, cu etajul de intrare diferențial (fig. 4.37), care are un coeficient de variație a tensiunii de decalaj la intrare cu temperatura foarte mic.

Circuitul tensiunii de referință. Elementul de referință al unei surse stabilizate este, de obicei, o diodă Zener aleasă astfel încît coeficientul de variație al tensiunii V_Z cu temperatura să fie cît mai redus. Deoarece acest coeficient depinde de punctul static de funcționare, dioda este alimentată de la un generator de curent constant.

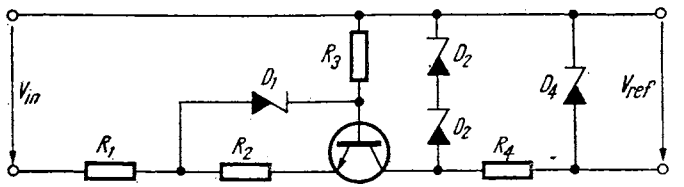


Fig. 4.39. Sursă pentru tensiunea de referință.

În figura 4.39 este prezentată schema unei surse de tensiune de referință foarte precisă [6]. Dioda de referință D_4 este alimentată de la stabilizatorul parametric format din diodele D_2 și D_3 și generatorul de curent constant, alcătuit de grupul T_1, D_1, R_2. Pentru mărirea stabilității termice, rezistoarele pot fi construite din conductor de constantan.

Elementul de reglaj. În stabilizatoarele destinate să furnizeze la ieșire o putere mică, elementul regulator este un tranzistor (fig. 4.36—4.38). La puteri mari, cînd curentul de comandă pe bază crește, se utilizează o schemă de tranzistor compus, ca în figura 4.40 (montaj superalfa sau Darlington). Curentul de bază al tranzistorului T_2 este dat de relația

$$I_{B_2} = I_{B_1}/(h_{21E_2} + 1)$$

unde h_{21E_2} este factorul de amplificare în curent, la semnal mare, al lui T_2.

Dacă puterea disipată de tranzistorul regulator depășește puterea maximă admisibilă, curentul de sarcină necesar se poate asigura prin conectarea în paralel a mai multe tranzistoare (fig.4.41). Acestea trebuie sortate pentru

Fig. 4.41. Element regulator cu tranzistoare conectate în paralel.

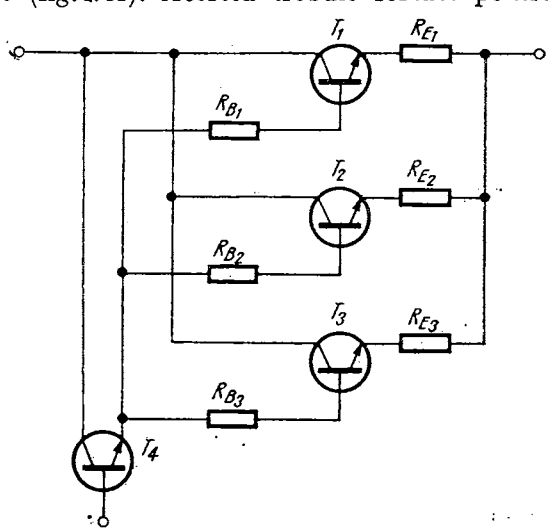
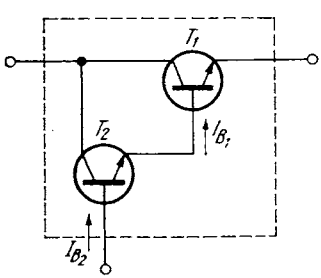


Fig. 4.40. Montaj Darlington (superalfa).



a avea factori de amplificare în curent de valori cît mai apropiate. Rezistoarele de emitor egalizează curenții prin fiecare tranzistor (sînt, de fapt, circuite de reacție negativă individuală). Rezistoarele R_B contribuie la creșterea stabilității sistemului[1]).

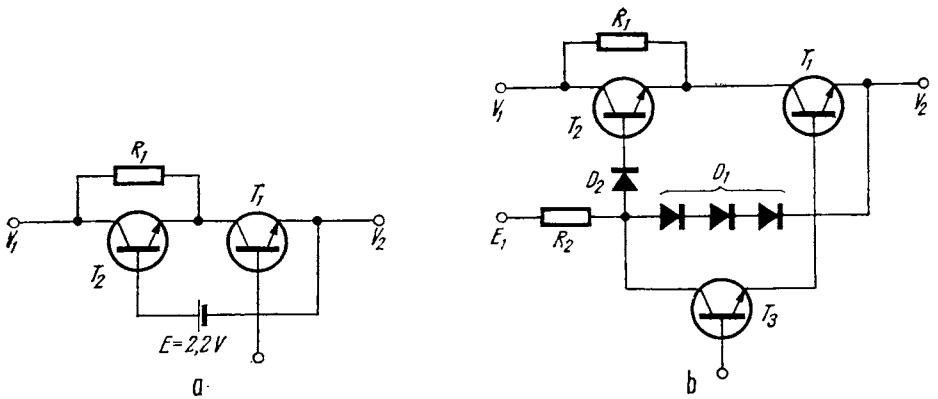


Fig. 4.42. Schemă modernă de element de reglaj:

a — schemă de principiu; *b* — schemă practică.

Figura 4.42.*a* prezintă schema de principiu a unui circuit modern de reglaj. Rezistorul R_1 preia o parte din curentul de sarcină, reducînd puterea pe care trebuie să o disipe tranzistorul T_2. Tensiunea pe tranzistorul T_1 este egală cu

$$V_{CE_1} = E - V_{BE_2}$$

astfel că și puterea pe care acesta o disipă este mică. Din analiza condițiilor de lucru ale schemei se deduce că, alegînd $R_1 = V_1/I_{LM}$ puterile disipate de elementele R_1, T_1 și T_2, în condițiile cele mai defavorabile pentru fiecare în parte, sînt

$$P_d(R_1) = V_1 \cdot I_{LM}$$
$$P_d(T_1) = V_1 \cdot I_{LM}/4$$
$$P_d(T_2) = V_1 \cdot I_{LM}/4$$

unde V_1 este tensiunea maximă nestabilizată la intrare și I_{LM} este curentul maxim în sarcină. Este remarcabil faptul că tranzistoarele disipă doar un sfert din puterea nominală a sursei (la schema din figura 4.37, T trebuie să poată disipa puterea nominală a sursei).

În schema practică din figura 4.42*b*, sursa E este înlocuită de grupul de diode D_1, alimentate de la sursa auxiliară E_1. Dioda D_2 nu permite polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor a lui T_2, cînd acesta este blocat.

1) — Impedanța de intrare a unui tranzistor în conexiune colector comun, cu sarcină inductivă poate avea partea reală negativă.

Circuite de protecție. În figura 4.43 este prezentat un circuit limitator de curent care poate fi folosit în serie cu orice sursă de curent continuu [4,6]. Valoarea rezistorului R_1 menține, la un consum normal de curent, tranzistorul T saturat și dioda D blocată. Dacă I crește, căderea de tensiune pe rezistorul

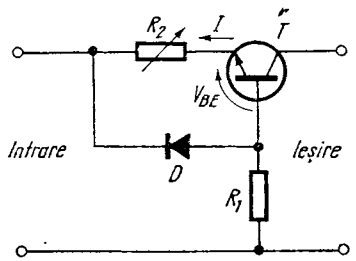


Fig. 4.43. Limitator simplu de curent.

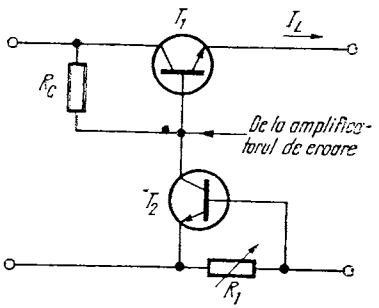


Fig. 4.44. Variantă a schemei din figura 4.43.

R_2, însumată cu tensiunea V_{BE}, produce intrarea diodei în conducție, determinînd reducerea curentului de bază al tranzistorului. Acesta iese din saturație și devine un stabilizator de curent.

O variantă a schemei prezentate utilizează chiar tranzistorul regulator al sursei pentru limitarea curentului de sarcină (fig. 4.44). Valoarea rezistorului R_1 se alege astfel încît, la depășirea curentului admisibil, tranzistorul T_2 intră în conducție, absorbind o parte din curentul de polarizare al tranzistorului regulator T_1, deci se limitează curentul I_L.

Pentru schema din figura 4.45, în cazul unui scurt-circuit la ieșire sau la depășirea curentului maxim admisibil, tranzistorul T_2 începe să conducă și amorsează tiristorul Th. Acesta pune la masă baza tranzistorului regulator și îl blochează. După îndepărtarea suprasarcinii, schema este repusă în func-

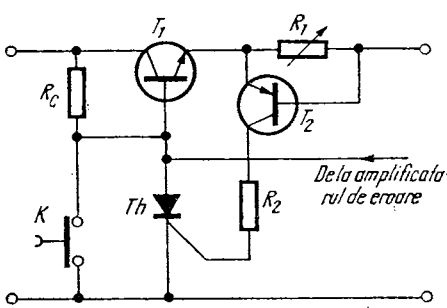


Fig. 4.45. Schemă de protecție cu menținere.

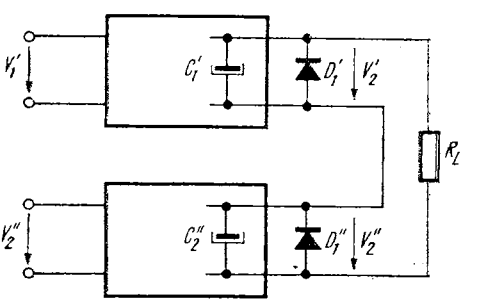


Fig. 4.46. Protejarea surselor de tensiune legate în serie.

țiune prin închiderea întreruptorului K deoarece tiristorul scurtcircuitat se blochează. Rezistorul R_2 limitează curentul de poartă al tiristorului.

La funcționarea surselor stabilizate conectate în serie (fig. 4.46) există pericolul apariției unei tensiuni inverse la ieșirea sursei căreia i-a fost întreruptă

accidental alimentarea sau în cazul scurtcircuitării sarcinii [4]. Diodele D'_1 și D''_1 împiedică distrugerea componentelor sensibile la tensiuni inverse prin limitarea acestora la valori nepericuloase (aproximativ 0,6 ... 0,8 V pentru diodele cu siliciu).

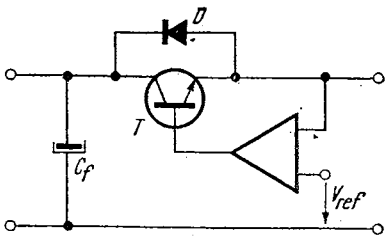


Fig. 4.47. Protejarea tranzistorului regulator în cazul sarcinilor active.

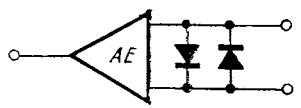


Fig. 4.48. Schemă de protecție a intrărilor amplificatorului de eroare.

Elementul regulator serie este protejat printr-o diodă, [7], ca în figura 4.47, împotriva supratensiunilor produse de sarcini active sau de alte surse conectate în paralel.

Protecția amplificatorului de eroare se face prin legarea a două diode cu siliciu, în opoziție (fig. 4.48). Acestea limitează tensiunea între intrări la $\pm$ 0,7 V.

Sarcinile sensibile la supratensiuni accidentale (de exemplu circuitele integrate logice), sînt protejate prin circuitul prezentat în figura 4.49. Amplificatorul-comparator A compară tensiunea V'_{ref} cu tensiunea de la ieșire V_2. Dacă $V_2 > V'_{ref}$, circuitul de amorsare intră în funcțiune și comandă tiristorul Th, care scurtcircuitează ieșirea stabilizatorului, pînă la arderea siguranței fuzibile [4].

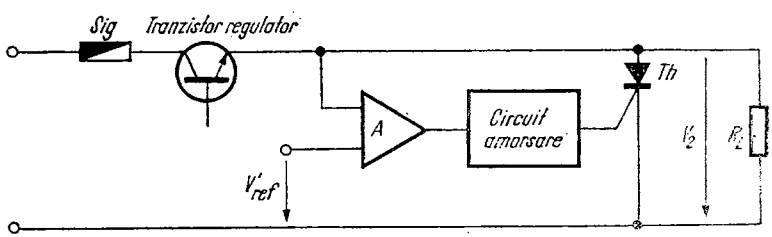


Fig. 4.49. Schemă de protecție la supratensiune a sarcinii.

Stabilizatoare de tensiune cu element de reglaj derivație. Schema bloc a unui astfel de stabilizator este dată în figura 4.50. Efectul de stabilizare se obține prin variația curentului din elementul de reglaj astfel încît să se mențină constantă tensiunea V_2.

În figura 4.51 este prezentată o schemă simplă de stabilizator cu regulator derivație [6]. Cînd ieșirea este în gol, curentul prin tranzistorul T are valoarea maximă, determinată de valorile rezistoarelor R_1 și R_2. La conec-

tarea unei sarcini, curentul prin R_1 tinde să crească, deci V_{R_1} crește și, prin tranzistorul T, polarizat cu o tensiune V_{BE} mai mică, scade curentul. Se compensează astfel variația de curent pe care o produce rezistorul de sarcină, tensiunea la ieșire rămînînd constantă.

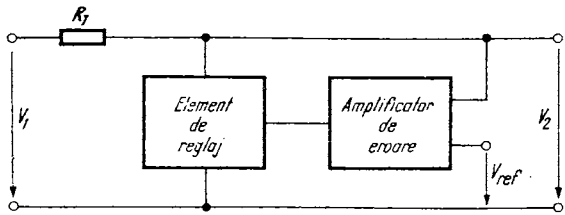


Fig. 4.50. Schema bloc a stabilizatorului de tensiune cu element de reglaj derivație.

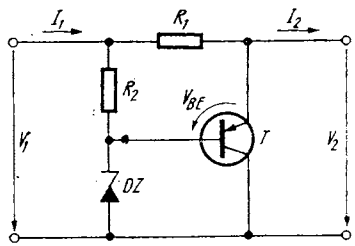


Fig. 4.51. Schemă simplă de stabilizator de tensiune cu element de reglaj derivație.

Acest tip de stabilizator are un randament scăzut din cauza pierderilor pe rezistorul de balast R_1 și pe tranzistorul regulator. Utilizarea lui este limitată la puteri mici.

Stabilizatoare de tensiune cu tiristoare [4,7]

Schemele de stabilizatoare de tensiune continuă cu tiristoare utilizează elementul de reglaj într-un montaj de redresor comandat (fig. 4.52). Amplificatorul de eroare AE și circuitul de comandă pe grilă CCG acționează asupra unghiului de amorsare al tiristoarelor în sensul menținerii unei tensiuni constante la ieșire, la variația sarcinii R_L și a tensiunii de rețea. Deoarece elementul de reglaj are o acțiune discontinuă, filtrajul se asigură cu un capacitor C_f de valoare mare. Pierderile de putere pe tiristorul regulator sînt mici, astfel

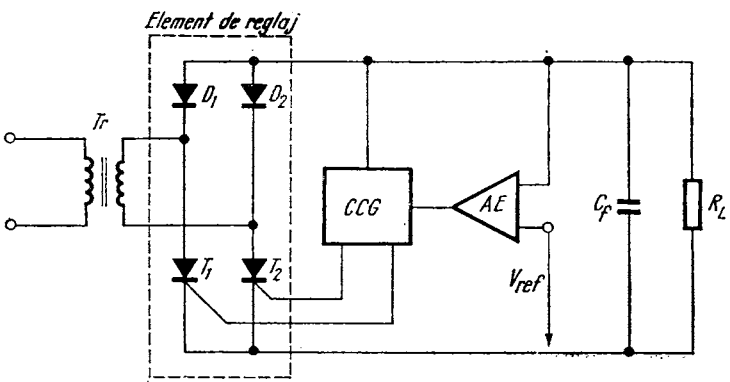


Fig. 4.52. Stabilizator de tensiune cu tiristoare.

că randamentul acestui tip de stabilizator este foarte bun. Viteza de răspuns este însă redusă, deoarece comanda elementului regulator se face o dată într-o semialternanță și orice variație a sarcinii sau a tensiunii de rețea este compensată în semialternanța următoare.

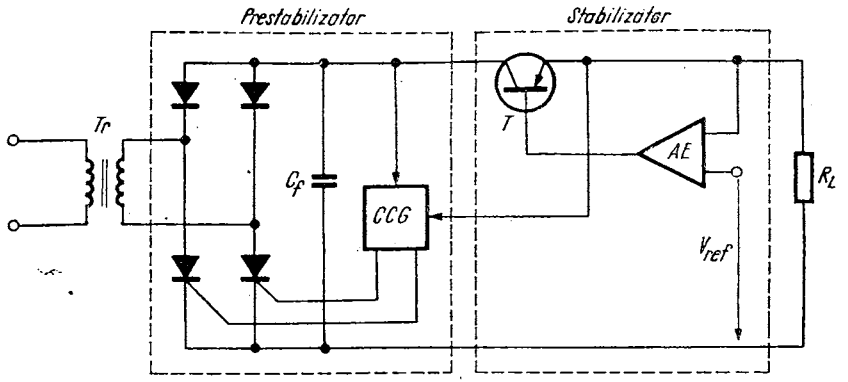


Fig. 4.53. Stabilizator de tensiune cu tiristoare, cu performanțe superioare.

Stabilizatoarele de tensiune cu performanțe ridicate și cu o plajă mare de reglaj a tensiunii de ieșire se construiesc după schema din figura 4.53. Aceasta combină avantajul unui prestabilizator cu tiristoare, care are randament bun, cu calitățile stabilizatoarelor cu acțiune continuă: rezistență de ieșire foarte mică, factor de stabilizare mare și viteză ridicată a răspunsului. Puntea redresoare este comandată astfel încît pe tranzistorul regulator T să cadă o tensiune mică, de cîțiva volți, necesară preluării variațiilor de tensiune de la ieșirea circuitului prestabilizator. Puterea disipată de tranzistorul T este menținută, în felul acesta, la o valoare mică, ceea ce asigură un randament global bun și o mare siguranță în funcționare.

Schema din figura 4.53 nu poate fi folosită la stabilizarea tensiunilor mari, de ordinul sutelor de volți, deoarece, în cazul unui scurtcircuit, tranzistorul regulator trebuie să suporte întreaga tensiune de la ieșirea redresorului, iar prin utilizarea a mai multe tranzistoare legate în serie cresc costul și gabaritul instalației.

Aceste dezavantaje sînt eliminate de schema din figura 4.54 în care se folosește un stabilizator cu tiristoare ST, conectat în serie cu un stabili-

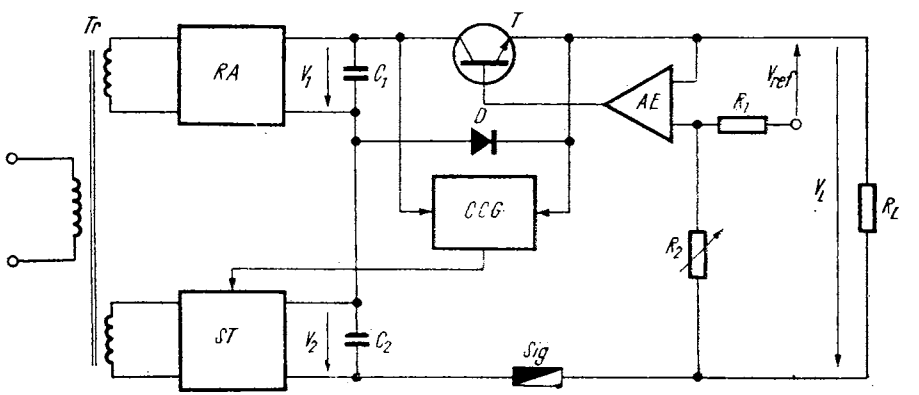


Fig. 4.54. Stabilizator pentru tensiuni mari.

zator cu acțiune continuă. ST furnizează cea mai mare parte a tensiunii de ieșire V_L și servește la reglajul brut al acesteia. Tensiunea V_1 pe care o dă redresorul auxiliar RA trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare decît variațiile tensiunii V_2. Pentru valoarea nominală a tensiunii de rețea, căderea de tensiune pe tranzistorul regulator T se alege $V_1 / 2$, ceea ce permite corectarea unor variații ale V_2 între limitele $\pm V_1 / 2$. Circuitul de comandă pe grilă CCG acționează în sensul menținerii unei tensiuni de valoare aproximativ constantă pe tranzistorul T. Dioda D protejează stabilizatorul cu tranzistor în cazul scurtcircuitării rezistorului de sarcină, permițînd descărcarea capacitorului C_2. Valoarea tensiunii V_L se reglează prin modificarea rezistorului R_2

$$V_L = V_{ref} \cdot R_2 / R_1$$

deci se poate alege tensiunea V_{ref} de o valoare convenabilă.

4.2.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

În regim alternativ, stabilizatoarele parametrice de tensiune folosesc diode Zener conectate în opoziție în serie, sau tuburi cu neon [2,3] (fig. 4.55 *a* și *b*). Efectul de stabilizare constă în limitarea valorii de vîrf, în ambele sensuri, a tensiunii sinusoidale. Pentru acest motiv, valoarea eficace a tensiunii în sarcină este dependentă de amplitudinea semnalului de la intrare. Pierderile pe rezistorul R_1 limitează randamentul schemelor prezentate la 40—60%.

Fig. 4.55. Stabilizatoare de tensiune alternativă:
a — cu tub cu neon; *b* — cu diode Zener.

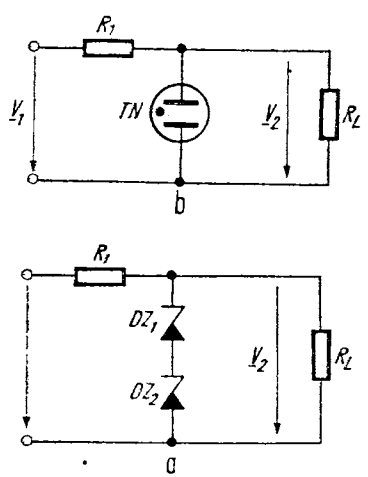
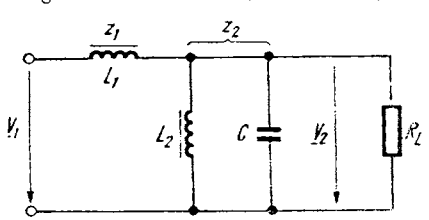


Fig. 4.56. Stabilizator ferorezonant.



Stabilizatoarele ferorezonante au o construcție simplă (fig. 4.56) și sînt larg răspîndite deoarece funcționează cu un randament bun (70—80%) și asigură o mare stabilitate a tensiunii de ieșire [2,3]. Inductorul L_1, cu miez magnetic, este nesaturat și formează cu impedanța Z_2 un divizor de tensiune. L_2 este construit pe un miez magnetic care, la inducția magnetică maximă,

este în zona de saturație. Din această cauză, la creșterea tensiunii V_1, deși curentul prin L_2 crește, inducția maximă se modifică foarte puțin și tensiunea V_2 rămîne constantă. Circuitul L_2C este acordat pe frecvența rețelei, ceea ce face ca stabilizatorul ferorezonant să fie sensibil la variațiile acesteia.

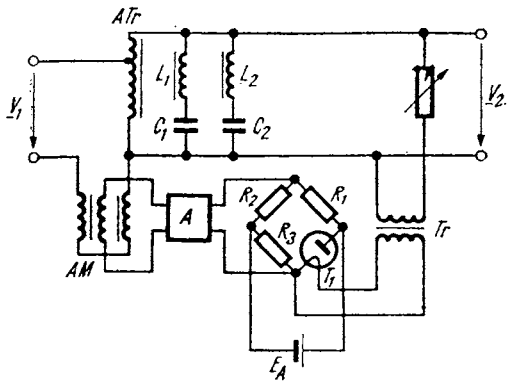


Fig. 4.57. Stabilizator de tensiune alternativă cu amplificator magnetic.

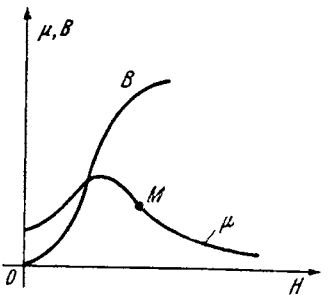


Fig. 4.58. Alegerea punctului de funcționare al amplificatorului magnetic din figura 4.57.

Stabilizatorul de tensiune alternativă cu amplificator magnetic, prezentat în figura 4.57, folosește ca element regulator un inductor cu miez de fier cu permeabilitate variabilă [4]. Schimbarea amplitudinii tensiunii de ieșire determină o variație a gradului de încălzire al filamentului diodei cu vid T_1. Rezultatul este modificarea rezistenței interne a tubului și dezechilibrarea punții R_1, R_2, R_3, T_1. Tensiunea de eroare este amplificată pentru a se putea comanda amplificatorul magnetic AM. Pentru valoarea nominală a tensiunii de rețea, punctul de funcționare al AM se alege în zona descendentă a caracteristicii $\mu = \mu(H)$ (punctul M din fig. 4.58). Cînd tensiunea de ieșire are tendința de a crește, punctul de funcționare este deplasat la valori μ mai mari, deci crește și căderea de tensiune pe AM, scăzînd V_2. Filtrele L_1C_1 și L_2C_2 sînt acordate pe frecvențele armonicelor a 3-a și, respectiv, a 5-a ale frecvenței rețelei.

4.3. STABILIZATOARE DE CURENT

4.3.1. STABILIZATOARE DE CURENT CONTINUU

Dispozitivele utilizate în stabilizatoarele de curent parametrice sînt baretorul, tranzistoarele cu efect de cîmp și pentoda.

Baretorul este construit dintr-un fir de wolfram sau oțel, într-o atmosferă de hidrogen. La creșterea tensiunii aplicate, firul se încălzește, mărindu-și rezistența, deci curentul rămîne aproximativ constant (fig. 4.59). Punctul de funcționare al baretorului se alege la mijlocul plajei de baretare (aproxima-

tiv V_B, I_B). Dacă $I_L < I_B$, se şuntează sarcina cu un rezistor suplimentar, care asigură funcţionarea în punctul optim (V_B, I_B). Din cauza inerţiei termice mari, baretorul se foloseşte numai la stabilizarea curenţilor cu fluctuaţii lente (fig. 4.60).

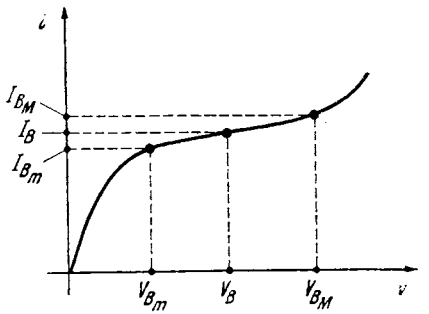


Fig. 4.59. Caracteristica *i-v* a baretorului.

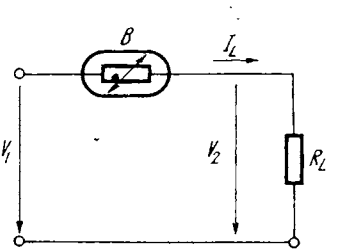


Fig. 4.60. Stabilizator de curent cu baretor.

Tranzistoarele cu efect de cîmp (*TEC*) au caracteristicile descrise de relaţia [4]

$$i_D = I_{DSS}(1 - v_{GS}/V_P)^2$$

în care s-a notat:

I_{DSS} — curentul de drenă, în regiunea de saturaţie, la $v_{GS} = 0$;
v_{GS} — tensiunea dintre grilă şi sursă;
V_P — tensiunea de blocare a *TEC* cu joncţiuni;
i_D — curentul de drenă.

Acest tip de caracteristică permite construirea unor stabilizatoare de curent cu schema prezentată în figura 4.61. În funcţie de curentul de sarcină I_L necesar, rezistorul R_1 se calculează din expresia

$$R_1 = (\sqrt{I_{DSS}/I_L} - 1) \cdot V_P / I_L$$

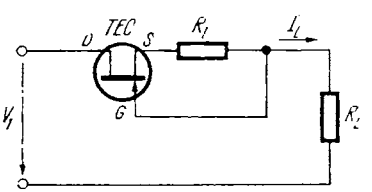


Fig. 4.61. Stabilizator de curent cu tranzistor cu efect de cîmp.

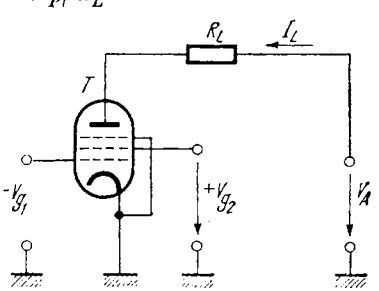


Fig. 4.62. Stabilizator de curent cu pentodă.

Stabilizatoarele de curent cu pentodă se construiesc după schema din figura 4.62, utilizînd proprietatea acestui tub electronic de a avea o rezistenţă internă foarte mare (de ordinul megaohmilor).

În figura 4.63 este prezentat un stabilizator de curent continuu cu un tranzistor, care îndeplineşte atît funcţia de amplificator al semnalului de

eroare, rezultat din diferența tensiunilor V_Z și V_{R_1}, cît și de element regulator [6]. Dacă tranzistorul T are un factor de amplificare în curent $h_{21E} \gg 1$, curentul prin sarcină se poate considera egal cu curentul prin rezistorul de emitor R_1. Dar $V_{R_1} = V_Z - V_{BE} = ct.$, deci $I_L = V_{R_1} / R_1 = ct.$ Alegînd o diodă Zenner

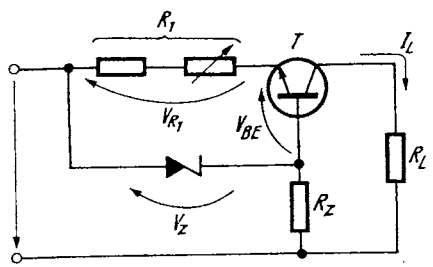


Fig. 4.63. Circuit simplu pentru stabilizarea curentului.

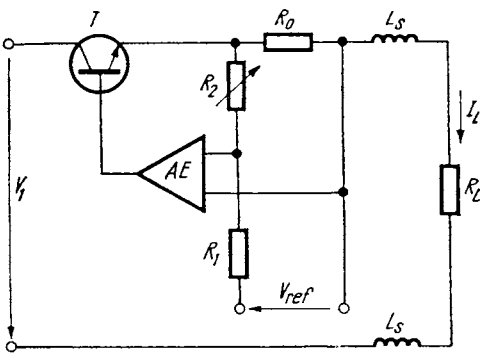


Fig. 4.64. Stabilizator de curent cu performanțe superioare.

cu coeficientul de temperatură aproximativ — 2 mV/°C, variațiile ΔV_Z și ΔV_{BE} produse de modificarea temperaturii se compensează și stabilitatea termică este foarte bună. Reglarea curentului de sarcină se face variind valoarea rezistorului R_1.

Performanțele stabilizatoarelor de curent continuu se pot îmbunătăți prin utilizarea schemei cu element de control serie și cu amplificator de eroare AE din figura 4.64 [7]. Amplificatorul de eroare AE compară tensiunea de referință V_{ref} cu tensiunea produsă de curentul I_L la bornele rezistorului R_0 și acționează asupra elementului regulator în sensul menținerii unei diferențe foarte mici între aceste tensiuni. Curentul I_L se reglează din rezistorul R_2. Inductoarele L_s asigură stabilizatorului de curent o impedanță de ieșire mare și la frecvențe ridicate.

4.3.2. STABILIZATOARE DE CURENT ALTERNATIV

Deoarece baretorul este un element cu inerție termică destul de mare, poate fi utilizat în stabilizatoarele parametrice de curent alternativ.

Inerția termică face ca rezistența să nu varieze sensibil într-o semiperioadă a curentului, deci nu se produc distorsiuni ale formei semnalului. Schema unui stabilizator de curent alternativ cu baretor, în cazul în care curentul de baretare coincide cu valoarea eficace a curentului de sarcină, este aceeași ca la stabilizatorul de curent continuu (fig. 4.60). Dacă cei doi curenți diferă, se folosește schema din figura 4.65 [4]. Transformatorul are un raport de transformare $n_2 / n_1 = I_1 / I_2$, unde $I_1 = I_B$.

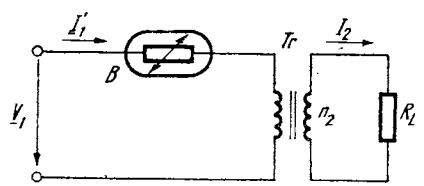


Fig. 4.65. Stabilizator de curent alternativ cu baretor.

Un alt tip de stabilizator de curent alternativ este prezentat în figura 4.66. Tranzistorul cu efect de cîmp trebuie să fie simetric (caracteristicile nu diferă dacă se inversează sursa cu drena). În semialternanța pozitivă a tensiunii V_1, diodele D_1 și D_4 sînt blocate, iar D_2 și D_3, polarizate în conducție directă,

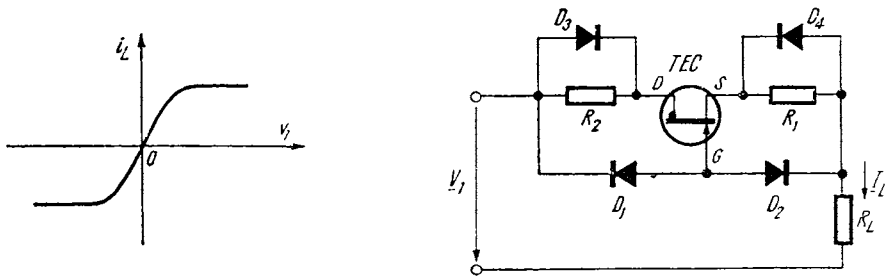


Fig. 4.66. Schemă de stabilizator de curent alternativ cu tranzistor cu efect de cîmp.

nu influențează funcționarea montajului, a cărui schemă echivalentă se reduce la cea din figura 4.61. Pentru semialternanța negativă, D_2 și D_3 sînt blocate, iar D_1 și D_4 sînt polarizate în direct. Dacă $R_1 = R_2$, ambele semialternanțe ale curentului sînt limitate la amplitudini egale. Din cauza fenomenului de limitare, forma curentului este distorsionată.

Într-o formă mai generală, un stabilizator de curent alternativ se poate prezenta ca în figura 4.67, unde impedanța de sarcină $Z = R + jX$ este conectată în serie cu un element neliniar ohmic (r) sau reactiv (x) [4].

În cazul elementelor neliniare pur rezistive, curentul prin circuit are valoarea:

$$I = V_1/\sqrt{(r + R)^2 + VX^2} \tag{1}$$

Deoarece $r = r(I)$, metoda clasică a dreptei de sarcină nu se poate folosi și rezolvarea iterativă a ecuației este laborioasă.

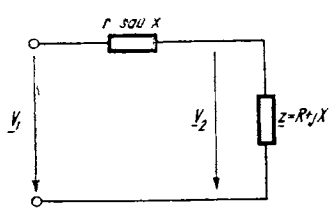


Fig. 4.67. Schema generală a unui stabilizator de curent alternativ cu element neliniar.

În continuare este prezentat un mod de soluționare al problemei prin metoda elipselor de sarcină.

Căderea de tensiune pe elementul neliniar este:

$$V = rI \tag{2}$$

astfel că, înlocuind $r = V/I$ în expresia (1), rezultă soluțiile:

$$V = -RI \pm \sqrt{V_1^2 - (XI)^2} \tag{3}$$

care, în planul $V - I$, reprezintă o elipsă. La intersecția caracteristicii neliniare cu elipsa se obține punctul static de funcționare.

Pentru elementele neliniare pur reactive se găsește valoarea curentului:

$$I = V_1/\sqrt{R^2 + (x + X)^2} \tag{4}$$

sau, înlocuind $x = V/I$:

$$V = -XI \pm \sqrt{V_1^2 - (RI)^2} \tag{5}$$

Punctul static de funcționare se găsește la intersecția elipsei construită cu ecuația (5) cu caracteristica reactanței neliniare.

4.4. MĂSURAREA PARAMETRILOR SURSELOR DE ALIMENTARE [3]

Rezistența internă a unui redresor se poate măsura cu ajutorul montajului prezentat în figura 4.68, *a*. Considerînd caracteristica externă din figura 4.68 *b*, rezultă:

$$R_i = -\Delta V_L / \Delta I_L \qquad V_1 = \text{ct.}$$

La stabilizatoarele de tensiune, pentru măsurarea rezistenței interne și a factorilor de stabilizare, se folosesc metode de opoziție (fig. 4.69, *a* și *b*).

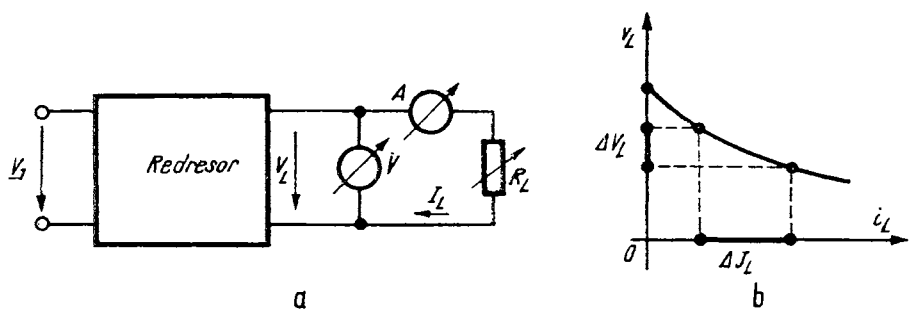


Fig. 4.68. Măsurarea rezistenței interne a surselor de tensiune:
a — schemă de măsură; *b* — caracteristica externă a unei surse de tensiune.

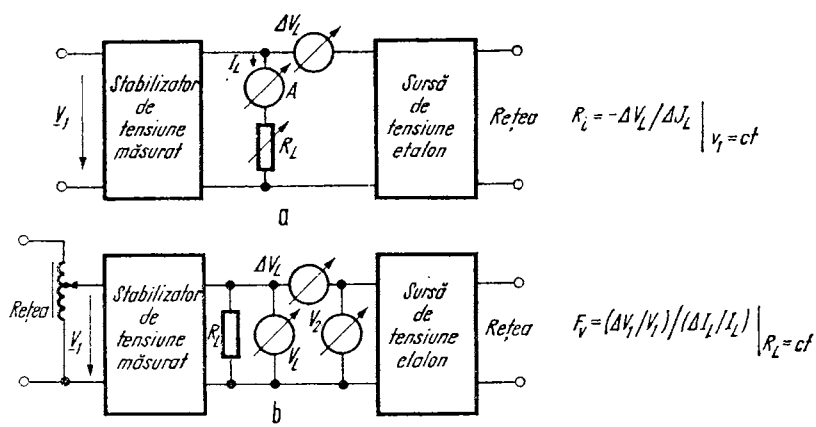


Fig. 4.69. Scheme de măsură prin metode de opoziție:
a — pentru rezistența internă; *b* — pentru factorul de stabilizare.

Rezistența internă a stabilizatoarelor de curent se deduce din caracteristica $V_L - I_L$ (fig. 4.70), ridicată cu montajul din figura 4.68, *a*:

$$R_i = \Delta V_L / \Delta I_L \qquad V_1 = \text{ct.}$$

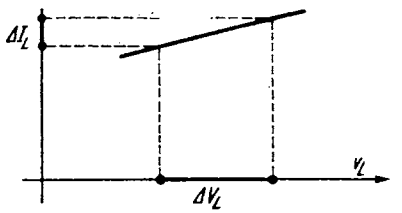


Fig. 4.70. Caracteristica externă a stabilizatoarelor de curent.

La stabilizatoarele de curent cu performanțe foarte bune, rezistența internă și factorul de stabilizare se măsoară în montajele prezentate în figurile 4.71, *a* și *b*. Sursa E_c și rezistența R_c servesc la compensarea curentului inițial.

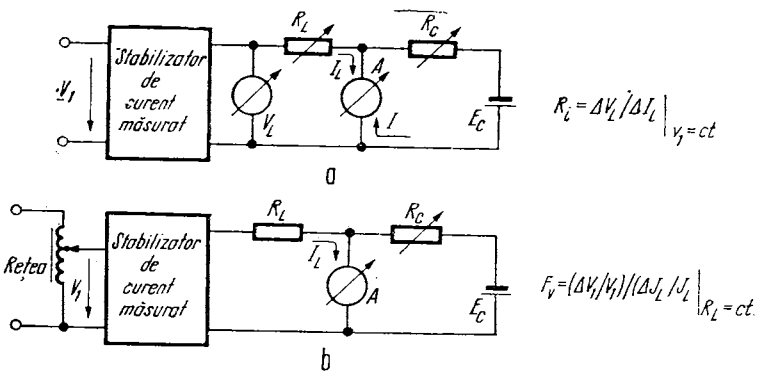


Fig. 4.71. Măsurarea performanțelor stabilizatoarelor de curent:
a — rezistența internă; *b* — factorul de stabilizare.

BIBLIOGRAFIE

1. Damachi E., Dănilă Th., Tunsoiu A. *Electronică industrială*, Editura didactică și pedagogică, București, 1969.
2. Mityko Gh., Ciuca M. *Alimentarea radioreceptoarelor și televizoarelor*. Editura tehnică, București, 1970.
3. Nicolau E., Beliș M. *Măsurări electrice și electronice*, Editura didactică și pedagogică. București, 1972.
4. Ponner I. *Electronică industrială*, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
5. Săvescu M. *Circuite electronice, vol. 2*, Editura tehnică, București, 1969.
6. * * * *Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare. Scheme.* vol. 2, Editura tehnică, București, 1964.
7. * * * *DC Power Supply Handbook*, Hewlett — Packard Co., 1970.

5.

Generatoare de semnal

Generatoarele de semnal constituie surse de tensiuni variabile în timp necesare funcționării, măsurării și depanării unei mari varietăți de aparate și instalații electronice sau electrice.

În acest capitol se vor descrie numai acele aparate care produc tensiuni de forme și durate determinate, fiind exclusă tratarea generatoarelor de zgomot. Semnalele posibile au o diversitate de forme (sinusoidale, dreptunghiulare, triunghiulare, trapezoidale, etc.) iar ca repartiție în timp sînt semnale periodice (cazul cel mai des întîlnit), impulsuri singulare sau trenuri de impulsuri. În funcție de tipul generatorului, durata unui impuls poate fi cuprinsă între cîteva ore și cîteva nanosecunde, iar frecvența de repetiție poate lua valori de la zeci de microhertzi pînă la sute de megahertzi.

Durata și frecvența de repetiție ale semnalului generat sînt variabile în anumite limite, raportul dintre valoarea maximă și minimă fiind de 10^2-10^{10}.

În continuare se vor indica numai acele principii și scheme care utilizează circuite cu parametri concentrați.

5.1. GENERATOARE DE SEMNAL SINUSOIDAL

Generatoarele de acest tip furnizează cea mai mare parte a energiei lor de ieșire într-un singur punct, reglabil, al domeniului de frecvență. Generatoarele sinusoidale formează o clasă largă de aparate, datorită proprietăților remarcabile ce le are semnalul sinusoidal în tratarea circuitelor electronice în regim variabil. La ora actuală există o mare varietate de denumiri pentru astfel de aparate: generator de foarte joasă frecvență (0,00005 Hz — 50 kHz), generator de joasă frecvență (0,1 Hz-1 MHz), generator de audiofrecvență (10 Hz-100 kHz), generator de videofrecvență (10 Hz-10 MHz), generator de radiofrecvență sau de înaltă frecvență (10 kHz-100 MHz), generator de foarte înaltă frecvență (10-500 MHz), etc. Multe firme producătoare întrebuințează denumirile cu caracter general: „oscilator", pentru aparatele la care se cunoaște precis doar frecvența generată; „generator" sau „test — oscilator", pentru aparatele care au în plus voltmetru pentru măsurarea tensiunii de ieșire și atenuator calibrat; „generator de semnal", pentru generatoarele

cu posibilități de modulație [13]. În acest capitol se va folosi denumirea de „oscilator" pentru schema propriu-zisă care produce tensiunea sinusoidală, cu termenul de „generator" desemnînd atît oscilatorul cît și etajele auxiliare.

5.1.1. PARAMETRII GENERATOARELOR SINUSOIDALE

Pentru a putea aprecia posibilitățile de utilizare ale diverselor generatoare trebuie cunoscuți parametrii semnalului sinusoidal de ieșire, definiți în [2,9—11] cu exemplificări concrete în [12—14], parametri care sînt prezentați în continuare.

Domeniul de frecvențe. Fiecare generator se caracterizează prin valorile minimă și maximă, f_{min} și f_{max}, între care poate fi cuprinsă frecvența de oscilație. Se definește ca gamă (sau bandă de frecvențe) un subdomeniu în care frecvența se poate varia continuu; de obicei se indică numărul de game ale generatorului și uneori (dacă este constant pentru tot domeniul de frecvențe) raportul de acoperire $K'_f = f'_{max}/f'_{min}$, unde f'_{max} și f'_{min} reprezintă valorile maximă și minimă din cadrul unei game. Pentru generatoarele de înaltă frecvență fiecare gamă este specificată individual: $f'_{min} - f'_{max}$.

Stabilitatea de frecvență. Acest parametru se definește ca raportul $\Delta f/f$, dintre variația Δf nedorită a frecvenței, datorită modificării unui singur parametru electric sau neelectric (celelalte condiții rămînînd neschimbate) și frecvența de oscilație f. Se pot defini în funcție de parametrul variabil următoarele stabilități de frecvență: în timp (pe termen scurt, de ordinul a cîtorva minute, și pe termen lung, de ordinul a cîtorva ore), cu temperatura mediului ambiant, cu tensiunea de alimentare, cu nivelul semnalului de ieșire, cu sarcina, etc.

Nivelul maxim. În general se indică tensiunea maximă $V_{0\,max}$ (ca amplitudine sau ca valoare eficace) la bornele generatorului în gol (fără sarcină) sau pe o rezistență de sarcină egală cu rezistența de ieșire R_0 (modul de lucru adaptat). Uneori se specifică și puterea maximă $P_{0\,max}$, care se poate obține într-o sarcină de valoare R_0.

Stabilitatea de amplitudine. Acest parametru se definește ca raportul $\Delta V_0/V_0$, dintre variația ΔV_0 nedorită a amplitudinii, datorită modificării unui singur parametru electric sau neelectric (celelalte condiții rămînînd neschimbate) și amplitudinea tensiunii de ieșire V_0; frecvența și sarcina sînt considerate întotdeauna constante. Se pot defini în funcție de parametrul variabil următoarele stabilități de amplitudine: în timp (pe termen scurt și lung), cu temperatura mediului ambiant, cu tensiunea de alimentare, etc.

Distorsiunile neliniare, zgomotul și brumul. Puritatea spectrală a undei sinusoidale, nemodulate se apreciază cu ajutorul coeficientului de distorsiuni neliniare

$$\delta = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2}/V_1 \tag{5.1}$$

unde $V_k (k = 1, 2, 3 \ldots)$ reprezintă valorile eficace ale tensiunilor sinusoidale de frecvențe k_f, rezultate prin descompunerea în serie Fourier a tensiunii

de ieșire V_0, de frecvență f (tensiunea de ieșire V_0 are întotdeauna mici abateri față de o sinusoidală perfectă). Pentru frecvențe joase se indică o tensiune parazită, provenită din zgomotul etajelor electronice și din brumul introdus de rețeaua de alimentare [12,13]; această tensiune notată cu V_{zg+br} apare suprapusă peste tensiunea utilă V_0. Valoarea V_{zg+br} rămîne constantă la variația continuă a nivelului V_0 și de aceea se precizează V_{zg+br} pentru V_{0max}. De multe ori se indică un coeficient global pentru distorsiuni, zgomot și brum [13].

$$\delta' = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2 + V_{zg+br}^2} \Big/ \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2 + V_{zg+br}^2} \tag{5.2}$$

Coeficientul δ' arată abaterea undei generate față de o sinusoidă perfectă și se poate măsura simplu cu un distorsiometru cu circuit rejectiv.

Pentru generatoarele de înaltă frecvență, în loc de coeficienții δ sau δ' se specifică conținutul de componente armonice (în decibeli), reprezentat de valoarea maximă a rapoartelor V_k/V_1; fundamentala V_1 și armonicile V_k se măsoară cu un voltmetru selectiv sau cu un analizor de spectru. Se mai specifică și conținutul de componente nearmonice (în decibeli), reprezentat de raportul V_N/V_1, unde V_N poate fi o tensiune parazită cu frecvența diferită de un multiplu al fundamentalei f [13].

Precizia. Generatoarele, fără excepție, au pe panou sisteme mecanice sau electronice de indicare a frecvenței de oscilație. Eroarea cu care se citește frecvența este un parametru important, specificat întotdeauna. Unele aparate sînt prevăzute cu atenuatoare calibrate și cu voltmetre care indică tensiunea de ieșire în gol sau pe o rezistență de sarcină egală cu rezistența de ieșire; atît atenuatoarele cît și voltmetrele au specificate anumite erori de etalonare. Apare astfel precizia de indicare a frecvenței sau a tensiunii de ieșire.

În secundar, pentru anumite categorii de aparate se menționează precizia parametrilor de modulație, a parametrilor de vobulare, a unghiului de fază între două ieșiri defazate; sistemele de indicare sînt mecanice sau electronice (de exemplu voltmetre pentru gradul de modulație).

Caracteristica de frecvență. Acest parametru se definește ca raportul $\Delta V_0(f)/V_0\ (f_r)$, dintre variația ΔV_0 nedorită a tensiunii de ieșire la bornele generatorului, variație datorită modificării frecvenței de oscilație într-o anumită plajă, și tensiunea de ieșire $V_0(f_r)$ la o frecvență de referință f_r.

Atenuarea maximă. Pentru toate generatoarele se precizează atenuările maxime: cea continuă și dacă există, cea în trepte. Pentru generatoarele de înaltă frecvență se precizează semnalul minim de ieșire $V_{0\,min}$, exprimat în microvolți.

Parametrii de modulație. Tensiunea sinusoidală de ieșire V_0, cu frecvența purtătoare ω, poate fi modulată în amplitudine — MA $[v_0 = V_0(1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega t]$, modulată în frecvență — MF $\left[v_0 = V_0 \sin\left(\omega t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \cos \omega_m t\right)\right]$ sau fază, modulată cu impulsuri — MI. Parametrii specificați sînt: frecvența de modulație ω_m, gradul de modulație m în cazul MA, deviația de frecvență $\Delta\omega$ în cazul MF, timpii de creștere și cădere ai impulsului modulator în cazul MI, coeficientul de distorsiuni neliniare (introduse prin modulație asupra semnalului modulator), etc. Acești parametri sînt caracteristici generatoarelor

de înaltă frecvență ($f_{max} < 10$ MHz), deși există și unele generatoare de joasă frecvență (0,1 — 10 MHz) cu posibilități de modulație MA.

Modulații reziduale și parazite. Brumul datorat rețelei și în special zgomotul propriu al etajelor electronice conduc la modulații nedorite MA și MF, reziduale. Sînt specificate: gradul de modulație rezidual pentru MA și deviația de frecvență pentru MF (în hertzi — valori eficace în cazul zgomotului); ambele situații sînt considerate pentru o anumită bandă de trecere, specificată, a detectorului.

În timpul procesului util de modulație MA apare parazit și o modulație MF măsurată ca valori de vîrf, exprimată în procente din frecvența de modulație. Pentru o modulație utilă MF apare și o modulație parazită MA, al cărei grad se precizează.

Parametrii corespunzînd modulațiilor reziduale și parazite sînt precedați de parametrii de modulație, fiind specifici generatoarelor de înaltă frecvență [13].

Pentru joasă frecvență (0,001 Hz — 10 MHz), la oscilatoarele RC apare o modulație MA reziduală, datorită folosirii sistemului de control automat al amplitudinii [12].

Parametrii de vobulare. Generatoarele cu frecvența comandată electric se mai numesc și vobulatoare. Se definește coeficientul de acoperire prin vobulare $K_f'' = f''_{max}/f''_{min}$, unde f''_{max} și f''_{min} sînt valorile maximă și minimă ale unui domeniu continuu de frecvențe, obținut prin comanda electrică cu o tensiune variabilă. Pentru valori mari ale coeficientului K_f'' ($10^2 - 10^4$), acesta se specifică. Întotdeauna se precizează fiecare bandă vobulată: $f''_{min} - f''_{max}$. Legea de variație a frecvenței în funcție de tensiunea de comandă este liniară sau logaritmică pentru valori reduse, respectiv ridicate ale coeficientului K_f''. În afară de benzile vobulate se mai indică și duratele de vobulare, ca fiind intervalele de timp în care frecvența variază de la valoarea minimă la cea maximă și invers.

Defazajul. Unele generatoare au cîte două ieșiri de semnal sinusoidal cu defazaj reglabil între ele. În asemenea cazuri se precizează treptele și domeniile continue de reglare ale fazei.

Sincronizarea. Un generator cu frecvența fixată la o anumită valoare f, și-o poate schimba într-o valoare apropiată f_s prin introducerea din exterior a unei tensiuni de sincronizare V_s cu frecvența f_s. Se definește coeficientul de sincronizare corespunzător tensiunii exterioare (de obicei sinusoidală)

$$K_s = \frac{f - f_s}{f} \cdot \frac{1}{V_s} \tag{5.3}$$

coeficient exprimat în procente pe volt [14].

Alți parametri

În cazul generatoarelor cu posibilități de modulație, modulația poate fi făcută cu un generator auxiliar intern sau extern de joasă frecvență, ai cărui parametri sînt indicați de constructor.

Pentru vobulatoare, un generator intern sau extern furnizează tensiunea pentru comanda variației electrice a frecvenței; acest generator are specificate anumite caracteristici.

În cazul generatoarelor de foarte joasă frecvență, ieșirea poate avea tensiunea alternativă suprapusă peste o tensiune continuă de decalaj, reglabilă; parametrul dat este plaja de reglare a tensiunii continue.

Tendința actuală este de a realiza generatoare programabile. Specific acestor aparate apar: modul de comandă numeric, timpul necesar efectuării operației comandate, etc.

În afara parametrilor specificați mai sus există și alții, care avînd un grad redus de generalitate, nu sînt menționați în acest paragraf.

Parametrii enumerați mai sus se împart în două categorii distincte: parametri comuni tuturor generatoarelor și cei specifici unor anumite tipuri de aparate. În prima categorie se încadrează: domeniul de frecvențe, stabilitatea de frecvență, nivelul maxim, stabilitatea de amplitudine, distorsiunile neliniare, precizia, caracteristica de frecvență și atenuarea maximă; ceilalți parametri sînt specifici. În tabelul 5.1 sînt trecuți unii dintre parametrii comuni; valorile respective sînt proprii aparatelor existente în mod curent pe piața mondială în 1976[12–14]. Caracteristicile specificate depind în principal de oscilatorul propriu-zis, fiind influențate foarte puțin de etajele auxiliare, și ca atare se pot compara diversele principii de generare ale undei sinusoidale. În tabelul 5.1 sînt trecute și generatoarele de funcții pentru ieșirea lor sinusoidală; tratarea principiului de funcționare se face separat în secțiunea 5.3.

5.1.2. OSCILATOARE CU CIRCUITE SELECTIVE

În categoria oscilatoarelor cu circuite selective vom încadra toate schemele care au ca principiu stabilirea directă a frecvenței undei sinusoidale cu ajutorul unei rețele de tip RC sau LC, cu minimum doi poli în funcția de transfer.

Principalii parametri ai unei funcții de transfer H (jω), exprimată prin relația (5.4), sînt: factorul de calitate Q și frecvența de rezonanță ω_0. Relațiile de definiție (5.5), (5.6) sînt valabile pentru orice circuit selectiv, derivînd prin generalizare din formulele proprii circuitului rezonant de gradul doi, LCR [9]

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp [j\varphi(\omega)] \tag{5.4}$$

$$Q = \frac{1}{2} \omega_0 \frac{d\varphi}{d\omega}\bigg|_{\omega = \omega_0} \tag{5.5}$$

$$\varphi(\omega_0) = 0; \quad \pm \pi \quad (\omega_0 \neq 0, \infty) \tag{5.6}$$

Pentru funcții de transfer de grad mai mare decît trei, din relația (5.6) pot rezulta mai multe frecvențe de rezonanță ω_0, ω_0', ω_0'', etc.; implicit vor rezulta mai multe valori corespunzătoare Q, Q', Q'', etc.

Oscilatoarele cu circuite selective se pot împărți în două categorii: cu rezistență „negativă" [1,9] și cu reacție pozitivă [1,2,9]. De fapt, și pentru oscilatoarele din a doua categorie se pot pune în evidență rezistențele echivalente negative, astfel încît tratarea prin metode specifice primei categorii este generală [1].

Tabelul 5.1 **Domenii de valori pentru parametrii generatoarelor de semnal sinusoidal**

	Tipul generatorului						
	RC acord continuu	RC numeric	LC; direct, cu multiplicare sau cu divizare	Interferențial	LC sau Interferențial, cu sincronizor	sintetizor	generator de funcții
Domeniul de frecvențe (Hz)	$10^{-1}-2\cdot10^{7}$	$10^{-2}-10^{6}$	$10^{4}-5.10^{8}$	$5\cdot10^{-5}-10^{8}$	$10^{5}-5\cdot10^{8}$	$10^{-2}-10^{9}$	$5\cdot10^{-5}-4\cdot10^{7}$
Raportul de acoperire în gamă	10	—	1,5—3	$10-10^{2}$	$1,5-10^{2}$	—	$10-10^{4}$
Stabilitatea de frecvență în timp	$5\cdot10^{-5}-10^{-3}$ (15 min.)	$5\cdot10^{-5}-10^{-3}$ (15 min)	$10^{-5}-10^{-4}$ (15 min)	$10^{-4}-3\cdot10^{-3}$ (15 min)	$5\cdot10^{-8}-2\cdot10^{-6}$ (24 ore)	$10^{-9}-10^{-7}$ (24 ore)	$5\cdot10^{-4}-3\cdot10^{-3}$ (15 min)
Stabilitatea de frecvență cu temperatura	$2\cdot10^{-4}-10^{-3}$/°C	$5\cdot10^{-5}-10^{-3}$/°C	$5\cdot10^{-5}-2\cdot10^{-4}$/°C	$5\cdot10^{-4}-5\cdot10^{-3}$/°C	$5\cdot10^{-8}-2\cdot10^{-6}$/10°C	$10^{-9}-10^{-7}$/10°C	$5\cdot10^{-4}-3\cdot10^{-3}$/°C
Coeficientul de distorsiuni neliniare (%)	0,05—3	0,01—1	1—5	0,1—3	1—5	0,1—3	0,5—3
Caracteristica de frecvență (%)	0,5—10	0,1—2	5—10	1—5	1—10	1—10	0,5—10
Particularități	distorsiuni minime în audiofrecvență	programabil	— stabilitate bună la frecvențe înalte	— posibilitatea a două ieșiri cu defazaj reglabil. — posibilități de vobulare pe game largi	— stabilitatea de frecvență ridicată — variație continuă a frecvenței	— precizia și stabilitatea frecvenței maxime — programabil	— posibilități de vobulare pe game largi — stabilire instantanee a amplitudinii

Oscilatoare cu rezistență negativă. Utilizarea rezistenței negative pentru generarea de oscilații este ilustrată în fig. 5.1. Tensiunea la bornele circuitului LC după aplicarea unui impuls de curent este

$$v(t) = V\,exp\,[-t/2C\,(-r_n \| r)]\,\sin\,\omega t \tag{5.7}$$

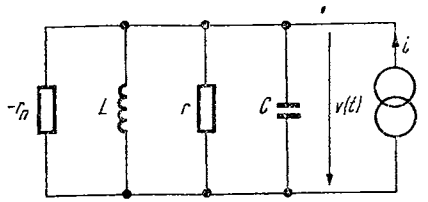


Fig. 5.1. Oscilator cu rezistență negativă.

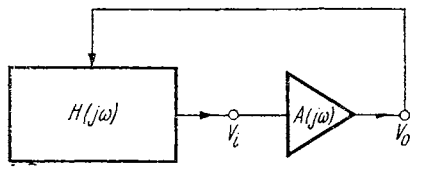


Fig. 5.2. Oscilator cu reacție pozitivă.

unde: V este o constantă depinzînd de mărimea impulsului de curent, ω — frecvența de oscilație [$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - L/4C\,(-r_n \| r)^2}$ și $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$], r — rezistența de pierderi echivalentă a inductorului și capacitorului, r_n — rezistența negativă a unui dispozitiv fizic sau cea obținută prin reacție pozitivă. Referitor la relația (5.7) apar trei cazuri: pentru $r_n > r$ rezultă o oscilație amortizată ($-r_n \| r > 0$); pentru $r_n < r$ rezultă o oscilație crescătoare în timp($-r_n \| r < 0$), corespunzînd regimului de amorsare; pentru $r = r_n$ tensiunea este sinusoidală ($v = V$ sin ωt), corespunzînd regimului permanent de lucru al oscilatoarelor. În prezent există dispozitive care prezintă direct o rezistență dinamică negativă (tetroda, dioda tunel, etc) [1,3,21], dar utilizarea lor în oscilatoare este rar întîlnită datorită dispersiei sau instabilității caracteristicilor tensiune — curent ale dispozitivelor respective.

Oscilatoare cu reacție. Oscilatoarele de acest tip sînt realizate sub formă de bucle de reacție cu amplificatoare A și circuite selective H conform fig. 5.2. Considerînd un amplificator cu cîștigul

$$V_0/V_i = A(j\omega) = |A(j\omega)|\,\exp\,[j\alpha(\omega)] \tag{5.8}$$

din fig. 5.2 rezultă $V_0 = V_i A(1 - AH)$. Pentru ca tensiunea V_0 să fie diferită de zero, chiar dacă la intrare nu se aplică semnal ($V_i = 0$), trebuie îndeplinite relațiile

$$A(j\omega_0')\;\; H(j\omega_0') = 1 \tag{5.9}$$

$$|A(j\omega_0')\|H(j\omega_0')|\,\exp[j\alpha(\omega_0') + j\varphi(\omega_0')] = 1 \tag{5.10}$$

unde ω_0' reprezintă frecvența de oscilație. În relația (5.10) se desparte partea reală de cea imaginară

$$|A(j\omega_0')\|H(j\omega_0')| = 1 \tag{5.11}$$

$$\alpha(\omega_0') + \varphi(\omega_0') = 0 \tag{5.12}$$

Frecvența ω_0' și amplificarea necesară pentru oscilații întreținute, $|A(j\omega_0')|$, se determină în primă aproximație independent din relațiile (5.12) și respectiv (5.11). La frecvențe înalte unghiul de fază $\alpha(\omega)$ poate varia în funcție de sarcină, dacă aceasta este conectată direct pe oscilator; ca urmare

se poate schimba și frecvența ω_0' [v. relația (5.12)]. Pentru a asigura o bună stabilitate a frecvenței cu sarcina, între oscilator și ieșirea generatorului se intercalează un etaj de separare.

Considerînd inegalitatea $(\omega_0' - \omega_0)/\omega_0 \ll 1$, unde ω_0 este frecvența de rezonanță dată de relația (5.6), se obține prin diferențiere

$$\varphi(\omega_0') = \varphi(\omega_0) + (\omega_0' - \omega_0)\frac{d\varphi}{d\omega}\Big|_{\omega=\omega_0} \tag{5.13}$$

$$\varphi(\omega_0') = \varphi(\omega_0) + 2Q(\omega_0' - \omega_0)/\omega_0. \tag{5.14}$$

Din relațiile (5.12), (5.14) se deduce abaterea frecvenței de oscilație față de frecvența de rezonanță a circuitului selectiv

$$(\omega_0' - \omega_0)/\omega_0 = -[\alpha(\omega_0') + \varphi(\omega_0)]/2Q \tag{5.15}$$

În general, expresia $\alpha(\omega_0') + \varphi(\omega_0)$ nu are valori mari, deoarece se respectă condițiile puse mai sus: $\omega_0' \approx \omega_0$ și $\alpha(\omega_0') + \varphi(\omega_0') = 0$. Frecvența ω_0 poate fi foarte stabilă, deoarece este fixată de o rețea ce poate fi constituită din elemente pasive, precise și stabile. Defazajul intern α al amplificatorului suferă variații importante în timp sau la schimbarea temperaturii. Pentru a obține stabilitate bună și precizie mare ale frecvenței este necesar ca unghiul de fază $\alpha(\omega_0')$ sau $\alpha(\omega_0') \pm \pi$ să fie cît mai mic, iar factorul de calitate Q să ia valori cît mai mari, astfel încît termenul $\alpha(\omega_0')/2Q$ să aibă o pondere redusă în stabilirea frecvenței, conform relației (5.15).

Pentru ca oscilația să amorseze este necesar ca produsul AH să fie supraunitar în momentul inițial ($V_0 = 0$)[1]; ulterior, în regim permanent acest produs trebuie să se reducă devenind unitar. Ca atare, amplificarea A trebuie să depindă și de amplitudinea fundamentalei V_0 a tensiunii generate, respectînd și condiția

$$\frac{d|A(V_0, j\omega_0')|}{dV_0} < 0 \tag{5.16}$$

Amplificarea poate depinde de valoarea instantanee a tensiunii de ieșire cum se întîmplă la schemele neliniare în care amplificatorul intră în regim de limitare. Tensiunile de intrare și de ieșire vor fi

$$v_i(t) = V_i \sin \omega t;\ v_0(t) = V_0 \sin(\omega t + \alpha) \cdot g[v_0(t)] \tag{5.17}$$

unde $g[v_0(t)]$ este o funcție caracteristică regimului de limitare.

Considerînd amplitudinile V_0 și V_i ale fundamentalelor (de frecvență ω) se poate considera amplificarea

$$V_0/V_i = |A(V_0, j\omega)| \exp[j\alpha(V_0, \omega)] \tag{5.18}$$

care intervine în relația (5.9).

Amplificarea poate depinde direct de amplitudinea V_0, fiind practic independentă de valoarea instantanee $v_0(t)$, situație întîlnită la oscilatoarele cu control automat al amplificării, funcționînd în regim liniar. În acest caz rămîn valabile expresiile (5.17), (5.18) cu condiția

$$g[v_0(t)] \equiv 1 \tag{5.19}$$

Oscilatoarele care respectă condiția (5.19) asigură distorsiuni reduse și stabilități de amplitudine și frecvență foarte bune.

Revenind la relațiile (5.11), (5.12), acestea vor fi exprimate într-o formă completă cu ajutorul expresiilor

$$|A(V_0, j\omega_0')|\,|H(j\omega_0')| = 1 \tag{5.20}$$

$$\alpha(V_0, \omega_0') + \varphi(\omega_0') = 0 \tag{5.21}$$

Astfel relațiile (5.21), (5.20) determină valorile interdependente ω_0', V_0. La oscilatoare se caută obținerea stabilității de frecvență cu nivelul ; ca atare tensiunea de oscilație V_0 trebuie să rămînă constantă, urmînd ca variația tensiunii de ieșire să se efectueze separat prin potențiometre, etaje de ieșire, atenuatoare. Defazajul $\alpha(V_0, \omega_0')$ depinde relativ puțin de amplitudine, astfel încît în primă aproximație relația (5.20) permite calcularea valorilor $|A(j\omega_0')|$ și V_0, iar relația (5.21) conduce la valoarea ω_0'.

În lucrările [1, 2] se arată că mărirea coeficientului de distorsiuni neliniare δ' (v. secțiunea 5.1.1) atrage devierea frecvenței de oscilație ω_0' de la valoarea etalonată ω_0 și în plus scăderea stabilității de frecvență.

În secțiunile 5.1.3 și 5.1.4 se vor aplica definițiile, formulele și concluziile expuse mai sus, deoarece acestea sînt valabile atît pentru oscilatoarele de tip *RC* cît și de tip *LC*.

5.1.3. OSCILATOARE RC

În această categorie se includ schemele în care circuitul selectiv este format din rezistoare și capacitoare (eventual și amplificatoare). În tabelul 5.2 se indică cîteva rețele RC uzuale ale căror caracteristici au fost definite prin relațiile (5.4) — (5.6).

Oscilatoarele *RC* sînt de două feluri[2]: cu două bucle de reacție (una selectivă și una de bandă largă) și cu o buclă de reacție selectivă, situație redată în fig. 5.2. Principial însă, orice schemă poate fi redusă la forma din fig. 5.2.

La frecvențe medii unde defazajul intern parazit al amplificatorului este neglijabil, fiind valabilă egalitatea $\omega_0' = \omega_0$, apar patru categorii de oscilatoare:

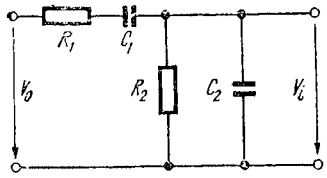
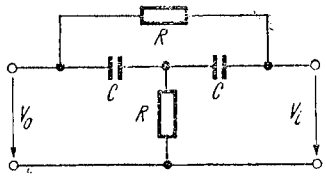
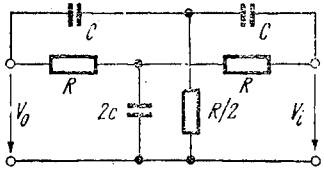
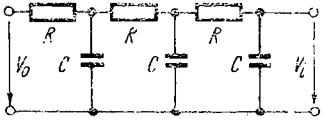
— oscilatoare cu reacție pozitivă selectivă (v. fig. 5.2), pentru care sînt îndeplinite relațiile

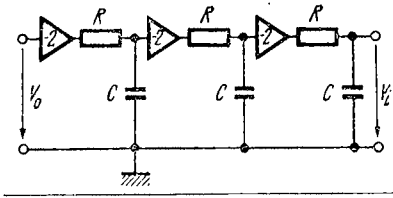
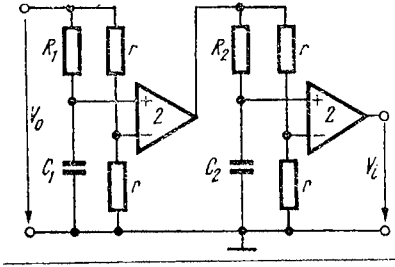
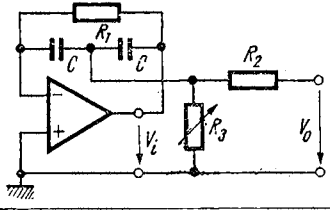
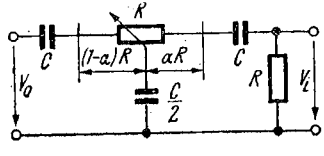
$$|H(j\omega_0)| = max\,|H(j\omega)|\,; \quad \alpha(\omega_0) = \varphi(\omega_0) = 0 \tag{5.22}$$

— oscilatoare cu reacție pozitivă selectivă și reacție negativă de bandă largă conform fig. 5.3, unde rămîn valabile egalitățile (5.22) și în plus apare expresia

$$\frac{V_0}{V_i} = A = \frac{a}{1 + a/(1 + R_f/R_e)} \approx 1 + \frac{R_f}{R_e}; \quad (a \gg A) \tag{5.23}$$

Tabelul 5.2 **Circuite selective folosite în oscilatoarele RC**

Denumirea circuitului	Schema circuitului	$H(j\omega) = V_i/V_0$	Q	ω_0
Wien		$\frac{j\omega C_1R_2}{1 - \omega^2C_1C_2R_1R_2 + j\omega(C_1R_1 + C_1R_2 + C_2R_2)}$	$\frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{C_1(R_1 + R_2) + C_2R_2}$ $\frac{1}{3}$ *	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$
T podit		$\frac{1 - (\omega CR)^2 + j2\omega CR}{1 - (\omega CR)^2 + j3\omega CR}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{RC}$
dublu T		$\frac{1 - (\omega CR)^2}{1 - (\omega CR)^2 + j4\omega CR}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{RC}$
rețea trece-jos		$\frac{1}{1 - 5(\omega CR)^2 + j\omega CR[6 - (\omega CR)^2]}$	$\frac{6\sqrt{6}}{29} \approx 0{,}507$	$\frac{\sqrt{6}}{RC}$

rețea activă trece-jos		$\frac{-8}{1-3(\omega CR)^2+j\omega CR[3-(\omega CR)^2]}$	$\frac{3\sqrt{3}}{8}\approx 0{,}65$	$\frac{\sqrt{3}}{RC}$
rețea trece-tot		$\frac{1-\omega^2 C_1C_2R_1R_2-j\omega(C_1R_1+C_2R_2)}{1-\omega^2C_1C_2R_2R_2+j\omega(C_1R_1+C_2R_2)}$	$2\frac{\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}{R_1C_1+R_2C_2}$ 1*	$\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$
rețea activă trece bandă (cu un element reglabil)		$\frac{-j\omega CR_1}{1+\frac{R_2}{R_3}-\omega^2C^2R_1R_2+j2\omega CR_2}$	$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right)}$	$\sqrt{\frac{1+\frac{R_2}{R_3}}{C^2R_1R_2}}$
Wien modificat (cu un element reglabil)		$\frac{2j\omega CR}{5-(\omega CR)^2(1-\alpha^2)+6j\omega CR}$	$\frac{\sqrt{5(1-\alpha)^2}}{6}$	$\frac{1}{RC}\sqrt{\frac{5}{1-\alpha^2}}$

* $R_1 = R_2$ și $C_1 = C_2$

în care A și a reprezintă amplificările în buclă închisă și respectiv deschisă pentru amplificatorul cu reacție negativă de bandă largă. Se observă echivalența schemei din fig. 5.3 cu cea din fig. 5.2.

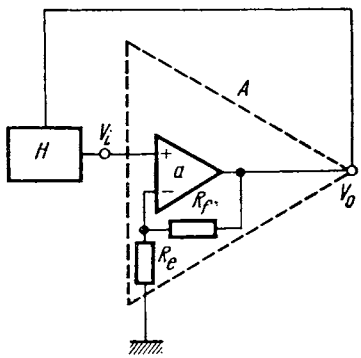


Fig. 5.3. Oscilator cu reacție pozitivă selectivă.

— oscilatoare cu reacție negativă selectivă și reacție pozitivă de bandă largă conform fig. 5.4 a, pentru care sînt îndeplinite relațiile

$$|H(j\omega_0)| = min\,|H(j\omega)|; \qquad \alpha(\omega_0) = \varphi(\omega_0) = 0 \tag{5.24}$$

Oscilatoarele cu reacție negativă selectivă pot fi echivalate cu scheme cu reacție pozitivă selectivă ca în fig. 5.4, *b*, unde apar factorii echivalenți

$$\frac{V_i'}{V_0'} = H'(j\omega) = \frac{a}{1 + aH(j\omega)} \tag{5.25}$$

$$A' = R_f/(R_f + R_e) \tag{5.26}$$

Introducînd relațiile (5.24) în expresia (5.25) se constată că factorul H' (jω) respectă relațiile (5.22). În concluzie schema din fig. 5.4 *a* se poate echivala cu cea din fig. 5.2 prin intermediul fig. 5.4 *b*.

— oscilatoare cu defazare (v. fig. 5.2), pentru care are loc egalitatea

$$\alpha(\omega_0) = \varphi(\omega_0) = \pm\pi \tag{5.27}$$

Din tabelul 5.2 se observă valorile reduse ale factorului de calitate Q. La frecvențe înalte unde relațiile (5.22), (5.24), (5.27) nu se mai respectă, rezultă pentru frecvența de oscilație o eroare de etalonare ($\omega_0 \neq \omega_0'$) și o stabilitate

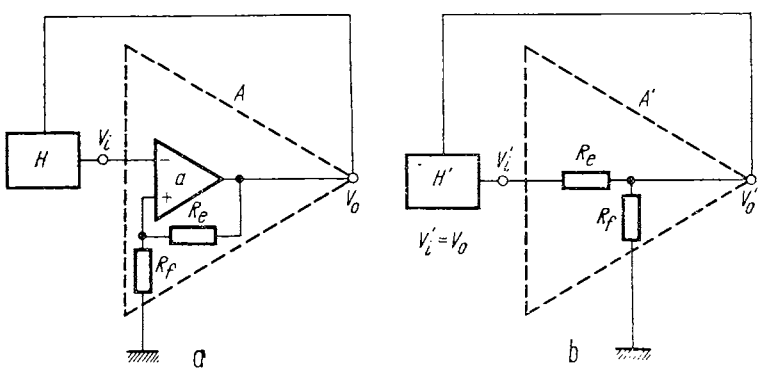


Fig. 5.4. Oscilator cu reacție negativă selectivă:
a — schema propriu-zisă; *b* — schema echivalentă.

scăzută [v. secțiunea 5.1.2 și relația (5.15)]. Ca atare frecvența generată este limitată la 10—20 MHz, unde defazajul parazit introdus de amplificator devine important. De exemplu: pentru un circuit Wien cu $Q = 1/3$ și un

amplificator cu bandă de 100 MHz la 3 dB rezultă la frecvența $f_0 = 10$ MHz un defazaj parazit de 0,1 rad., care conduce la o eroare de etalonare în frecvență de 15%; pentru o variație uzuală $\Delta\alpha / \alpha = 2\%$ stabilitatea de frecvență va fi $\Delta f_0'/f_0' = 3 \cdot 10^{-3}$, în comparație cu valorile de joasă frecvență $\Delta f_0'/f_0' = 10^{-4} - 5 \cdot 10^{-4}$.

Rețelele *RC* utilizate în oscilatoare sînt formate din elemente precise și stabile: rezistoare bobinate sau cu peliculă metalică, potențiometre bobinate, capacitoare cu mică, styroflex, policarbonat, condensatoare variabile cu aer, etc.

Controlul automat al amplificării. Oscilatoarele *RC* de frecvență variabilă folosesc în general amplificatoare funcționînd în regim liniar cu control automat al amplificării, care respectă relațiile (5.18), (5.19). Schema din fig. 5.5 este folosită în oscilatoarele cu reacție pozitivă selectivă [2,9], definită prin relațiile (5.22), (5.23). Reacția negativă de bandă largă aplicată prin rezistoarele R_e, R_f asigură amplificatorului o caracteristică de transfer liniară obținerea unui coeficient de distorsiuni neliniare redus; în plus se obțin o impedanță de intrare mare și o impedanță de ieșire mică.

Considerînd funcția de transfer $H(j\omega_0)$ [v. relația (5.4)] la frecvența de oscilație este necesar ca produsul AH să fie supraunitar, unitar sau subunitar pentru o valoare a amplitudinii V_0 respectiv mai mică (eventual zero în condițiile amorsării), egală sau mai mare decît valoarea obținută din relația (5.20). În fig. 5.5 este reprezentat un convertor alternativ-continuu care prezintă la ieșire o tensiune continuă $V_c = V_c(V_0)$, dependentă de amplitudinea V_0 a tensiunii alternative. Rezistențele R_f, R_e își modifică valoarea în funcție de tensiune V_c, deci în funcție și de amplitudinea V_0, ele rămînînd constante în timpul unei perioade de oscilație, fapt ce asigură distorsiuni neliniare reduse. Din relațiile (5.16) și (5.23) rezultă

$$\frac{dR_f}{dV_0} < 0, \quad \frac{dR_e}{dV_0} > 0 \tag{5.28}$$

Convertorul alternativ—continuu poate exista fizic ca un detector (cu diode, tranzistoare) care să comande rezistențele variabile R_e, R_f (în componența cărora pot intra diode, tranzistoare, *TEC*[4], fotorezistoare). În unele cazuri, atunci cînd se folosesc filamente de bec pentru R_e sau termistoare pentru R_f,

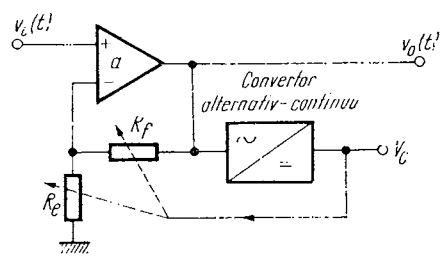


Fig. 5.5. Etaj cu control automat al amplificării.

convertorul nu există fizic, el desemnînd doar procesul de transformare al puterii disipate de către tensiunea sinusoidală în rezistențele R_e sau R_f în variații ΔRe respectiv ΔR_f. Dacă tensiunea continuă V_c nu este suficient

de bine filtrată sau dacă termistorul sau filamentul își variază sensibil rezistența în timp de o perioadă $T_0' = 1/f_0'$, atunci coeficientul de distorsiuni neliniare δ [v. relația (5.1)] crește supărător. În ambele situații prezentate anterior se impune o constantă de timp T_d caracteristică vitezei de variație a rezistențelor R_e, R_f, constantă electrică a detectorului sau constantă termică a termistorului sau filamentului. Pentru valori reduse ale coeficientului δ trebuie realizată condiția

$$T_d \gg T_0' = 1/f_0' \tag{5.29}$$

Stabilizarea cu o anumită precizie a amplitudinii de oscilație se face după trecerea unui interval de timp, care crește proporțional cu valoarea T_d. Reducerea intervalului de stabilizare și reducerea distorsiunilor neliniare pun condiții contradictorii; din acest motiv, la joasă frecvență ($f_0 < 200$ Hz) se realizează un compromis sau se dau două moduri de lucru, cu valori mai scăzute respectiv ridicate ale constantei de timp T_d [13]. În orice caz, relația (5.29) limitează la circa 0,1 Hz frecvența de lucru a unui amplificator ca cel din fig. 5.5, situație în care pot apare intervale de timp, necesare stabilirii amplitudinii, de ordinul zecilor de secunde.

Datorită toleranțelor elementelor circuitelor RC, unele funcții de transfer $H(j\omega_0)$ își schimbă valoarea în funcție de frecvență. Pentru a obține o caracteristică de frecvență satisfăcătoare este necesar ca mici variații ale amplitudinii V_0 în jurul unei valori de referință să antreneze variații mari ale rezistențelor R_e, R_f, de control al amplificării, iar în plus elementele de acord R sau C reglabile continuu să-și mențină cît mai constant rapoartele de împerechere. Controlul automat al amplificării se folosește și pentru oscilatoarele cu reacție negativă selectivă (v. fig. 5.4) sau cu defazare, funcționarea fiind asemănătoare cu cea descrisă mai sus. Pentru circuitul din fig. 5.4 rămîn valabile relațiile (5.28), (5.29).

Tendința actuală este de a folosi circuite integrate liniare atît pentru amplificatorul propriu-zis (la joasă frecvență) cît și pentru convertorul alternativ-continuu [7, 29].

Sincronizarea oscilatoarelor RC. În secțiunea 5.1.1 s-a definit coeficientul de sincronizare K_s; uzual acesta are valori de 1—20%/V, sincronizarea fiind posibilă în plaje reduse $(f - f_s)/f_s = 1 - 10\%$ [14, 18]. În mod practic, semnalul extern se introduce în amplificatorul din bucla de reacție a oscilatorului (de exemplu, pentru fig. 5.3 semnalul de sincronizare se conectează prin intermediul unui generator de curent în punctul comun al rezistoarelor R_e, R_f). Semnalul extern poate avea orice formă.

Aplicațiile sincronizării [18] sînt: sincronizarea oscilatorului cu un semnal distorsionat de putere redusă, dar cu frecvență precisă și stabilă (cazul armonicelor unui cuarț), în acest fel rezultînd la ieșirea oscilatorului o tensiune sinusoidală de nivel mare cu frecvența precisă și stabilă; filtrarea unui semnal distorsionat sau cu zgomot; stabilizarea amplitudinii unui semnal ce variază în limite largi, la ieșirea generatorului obținîndu-se o tensiune de aceeași frecvență cu tensiunea externă, dar de nivel constant (potrivit pentru comanda unor frecvențmetre sau osciloscoape sincronizate).

Oscilatoare cu circuit Wien. Circuitul Wien este utilizat în majoritatea oscilatoarelor RC [1, 2, 5, 9]. Schema principială a unui oscilator cu circuit

Wien este aceea din fig. 5.3, unde $H(j\omega)$ reprezintă funcţia de transfer a circuitului Wien (v. tabelul 5.2). La acest tip de oscilator există posibilitatea de a păstra etalonarea de frecvenţă, mărind rezistorul R_2 şi micşorînd capacitorul C_2 faţă de valorile etalonate, astfel încît să se neutralizeze efectul de şuntare al grupului $R_2 \| C_2$ de către impedanţa de intrare $R_i \| C_i$.

Oscilatorul din fig. 5.3, folosind un amplificator ca cel din fig. 5.5. se încadrează în categoria definită de relaţiile (5.22), (5.23). În general, frecvenţa de oscilaţie $\omega_0 = \sqrt{1/R_1R_2C_1C_2}$ se schimbă decadic (în trepte) cu ajutorul a 2 elemente fixe (R_1, R_2 sau C_1, C_2), variaţia continuă în cadrul unei game asigurîndu-se cu celelalte două elemente (C_1, C_2 sau R_1, R_2), reglabile continuu în raport 10/1 şi împerecheate; rapoartele C_1/C_2 sau R_1/R_2 trebuie să se menţină constante pentru ca factorii $H(j\omega_0)$ şi A, deci şi tensiunea V_0, să nu se schimbe în funcţie de frecvenţă. De obicei se folosesc potenţiometre duble $R_1 = R_2$ (de exemplu, pentru $R_1 = R_2 = 1 - 10$ kohmi, domeniul de frecvenţe poate fi 0,1 Hz — 1 MHz) sau condensatoare variabile duble $C_1 = C_2$ (de exemplu, pentru $C_1 = C_2 = 50 - 500$ pF, domeniul de frecvenţe poate fi 10 Hz — 10 MHz).

Oscilatoare cu circuit T podit sau dublu T. Oscilatorul din fig. 5.4 cu circuit T podit (v. tabelul 5.2) se încadrează în categoria definită de relaţiile (5.24). Frecvenţa de oscilaţie se schimbă în acelaşi mod ca pentru circuitul Wien.

În fig. 5.4 dacă se consideră factorul $H(j\omega)$ asociat unei reţete dublu T cu transmisie nulă la rezonanţă (v. tabelul 5.2), se obţine oscilatorul corespunzător. În acest caz sînt necesare elemente triple de acord.

Oscilatoarele de frecvenţă variabilă cu circuit T podit sînt întîlnite deseori [2, 11, 12], în timp ce cele cu dublu T sînt rare şi mai scumpe. Ca domeniu de frecvenţă uzual se consideră 1Hz — 1MHz.

Oscilatoare cu reţele de defazare. Toate oscilatoarele de acest tip se încadrează în categoria definită prin relaţia (5.27).

Schemele cu reţea trece — jos (v. tabelul 5.2), cu circuit dublu)T şi defazaj $\varphi(\omega_0) = \pi$, etc. [2, 5], se folosesc doar în oscilatoarele auxiliare de frecvenţe fixe, fiind economice.

Pentru frecvenţe variabile se poate folosi o reţea de defazare activă (v. tabelul 5.2), constituind un oscilator trifazat [2]. Schema necesită însă trei elemente reglabile continuu, simultan. În cazul folosirii unor condensatoare variabile schema prezintă avantajul legării la masă a rotorului, rezultînd capacităţi parazite mici. Datorită frecvenţei de oscilaţie mai ridicate $\omega_0 = \sqrt{3/RC}$, se pot asigura limite maxime de funcţionare de 10—15 MHz.

În continuare se va descrie un oscilator cu reţea trece-tot (v. tabelul 5.2) [2, 4]. Schema din fig. 5.6 poate utiliza controlul automat al amplificării cu ajutorul rezistenţelor R_e,R_f, într-un mod asemănător cu cel descris pentru fig. 5.5.

Frecvenţa de oscilaţie $\omega_0 = \sqrt{1/R_1R_2C_1C_2}$ poate fi reglată cu un singur element, de exemplu cu R_1, obţinîndu-se totuşi o caracteristică de frecvenţă satisfăcătoare, deoarece factorul de transfer la rezonanţă rămîne constant. Pentru reglajul decadic continuu al frecvenţei se folosesc totuşi elemente

duble, dar fără cerințe de împerechere ca în cazul circuitului Wien. Relația teoretică $H(j\omega_0) = 1$ (deci și $A = 1$) care un reglaj de amplificare nul. În mod practic reglajul automat de amplificare se face în plaje mici, ceea ce asigură timpi de stabilizare ai amplitudinii reduși, concomitent cu distorsiuni neliniare mici. Tot datorită proprietății de invarianță $H(j\omega_0) = 1$ se pot adopta soluții de stabilizare ale amplitudinii prin limitare, specifice oscilatoarelor LC cu

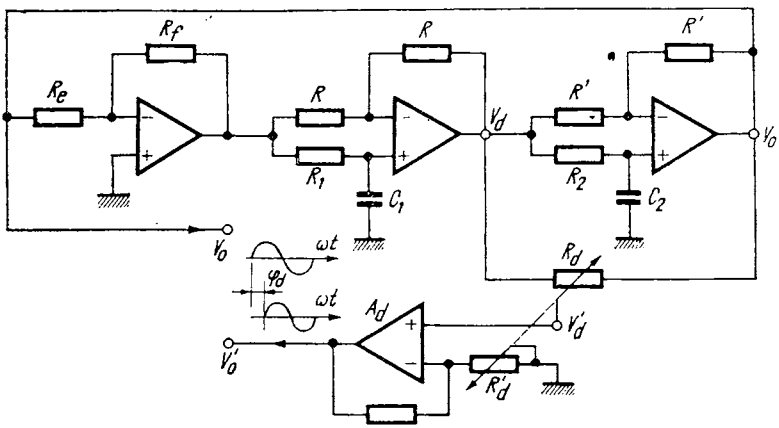


Fig. 5.6. Oscilator cu rețea de defazare.

funcționarea neliniară (v. secțiunea 5.1.4). În astfel de cazuri se reglează rezistoarele R_e, R_f astfel ca produsul AH să fie foarte apropiat de unitate, dar supraunitar; se pot obține frecvențe de oscilație foarte joase (0,001 Hz) [19], deoarece nu mai există constantă de timp de stabilizare T_a [v. relația (5.29)].

Rezistoarele R_1, R_2 se pot modifica independent, ceea ce permite înlocuirea lor cu rezistențele diferențiale ale unor dispozitive, cum ar fi fotorezistoarele, diodele [2], TEC [4]. Rezistențele diferențiale se modifică prin comanda cu un semnal electric de frecvență mult mai mică decît frecvența de oscilație. Se obțin astfel generatoare cu frecvența comandată, cu coeficienți de vobulare (v. secțiunea 5.1.1) $K''_f = 10^2 - 10^3$.

O particularitate deosebită a schemei din fig. 5.6, în care se pune condiția $R_1C_1 = R_2C_2$, constă în apariția a două tensiuni V_0, V_d defazate între ele cu 90°. Acest fapt permite obținerea unei tensiuni V'_0 defazate cu orice unghi față de V_0. Considerînd valorile instantanee $v_0 = V_0 \sin \omega_0 t$ și $v_d = V_d \sin(\omega_0 t + 90°)$, cu ajutorul potențiometrului R_d se efectuează suma $v'_d = kv_0 + (1 - k)v_d$, unde $k = 0 \ldots 1$; rezultă tensiunea $A_d v'_0 = v'_0 = V'_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_d)$ cu $\varphi_d(k) = 0 \ldots 90°$. Folosind inversări de fază se pot obține pentru defazajul φ_d toate valorile cuprinse între 0 și 360°. Pentru a asigura constanța tensiunii V'_0 la variația defazajului φ_d, se intercalează spre ieșirea defazată un amplificator A_d cu cîștig reglabil în funcție de valoarea k.

Oscilatoare RC numerice. Oscilatoarele RC numerice pot folosi oricare din principiile expuse anterior. Caracteristica lor principală rezidă în modul numeric de variație a frecvenței [10, 12, 13]. Astfel, frecvența este afișată pe panou prin 3—4 cifre, aparținînd fiecare unui comutator decadic inde-

pendent; de exemplu frecvența 9478 Hz este obținută trecînd comutatoarele notate cu 1000, 100, 10, 1 pe pozițiile 9, 4, 7, 8. La acest tip de aparate dispare noțiunea de gamă și nu mai sînt necesare elemente reglabile continuu, împerecheate.

Datorită folosirii unor elemente fixe R, C, deosebit de precise și stabile, performanțele oscilatoarelor RC numerice în domeniul frecvențelor joase pot fi mai bune decît ale tuturor celorlalte tipuri [12] (v. tabelul 5.1).

5.1.4. OSCILATOARE LC

Oscilatoarele LC folosesc circuite selective formate din inductoare, capacitoare și rezistoare. În tabelul 5.3 sînt indicate principalele circuite LC și frecvențele lor de rezonanță.

Utilă în analiza rapidă a rețelelor LC este trecerea de la o impedanță de tip serie, $Z_s = R_s + jX_s$, la una echivalentă de tip paralel, $Z_p = R_p jX_p/(R_p + jX_p)$. Pentru rețelele uzuale cu $Q \gg 1$, presupunînd egalitatea $Z_s = Z_p$, rezultă formula

$$R_s R_p \approx X_s^2 \approx X_p^2 \tag{5.30}$$

Ca atare, efectuînd mai multe operații cu relația (5.30), orice circuit LC se poate echivala cu o impedanță formată dintr-o parte pur reactivă în paralel cu o rezistență echivalentă R, cuprinzînd pierderile inductoarelor și capacitoarelor precum și rezistențele parazite de amortizare introduse de intrarea și ieșirea amplificatorului. Aceste considerații au fost făcute și pentru tabelul 5.3.

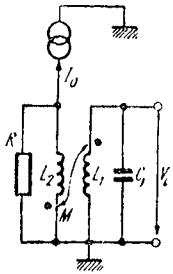
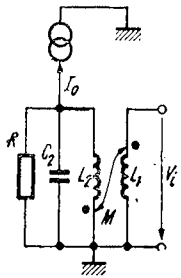
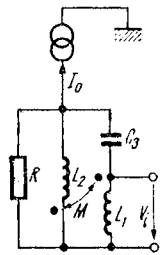
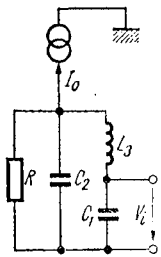
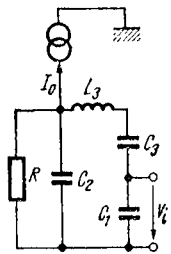
De regulă oscilatoarele LC, avînd schema generală din fig. 5.2, sînt cu reacție pozitivă selectivă, îndeplinind condiția (5.22). Există însă și scheme (v. fig. 5.10) cu reacție negativă selectivă.

Rețelele LC au factori de calitate Q de valori ridicate, zeci sau sute. În consecință [v. relația (5.15)] frecvențele de oscilație sînt mult mai precise și mai stabile chiar la frecvențe înalte [16], unde defazajul parazit $\alpha(\omega_0')$ este important ,comparativ cu situația respectivă a oscilatoarelor RC; acest fapt decurge din ponderea redusă a termenului $\alpha(\omega_0')/Q$ în stabilirea frecvenței de oscilație. În schimb raportul de acoperire în gamă (v. secțiunea 5.1.1) este în general $K' = f'_{max}/f'_{min} \leqslant 3$ (se folosește un element L sau C reglabil în raport maxim de 10/1).

Amplificatoare pentru oscilatoarele LC. Amplificatorul A din fig. 5.2 poate fi cu control automat al amplificării, funcționînd în regim liniar [v. relația (5.19)], sau cu amplificare variabilă funcție de valoarea instantanee a tensiunii de ieșire [v. relația (5.17)].

În primul caz mecanismul de control al amplificării cuprinde un convertor alternativ — continuu, care produce la ieșire o tensiune continuă proporțională cu amplitudinea tensiunii alternative, și un amplificator de curent alternativ cu cîștig variabil (A), comandat de tensiunea continuă de la ieșirea convertorului. Amplitudinea tensiunii alternative se schimbă lent în comparație cu perioada sa pînă cînd se obține relația (5.20). Mecanismul de reglare seamănă cu cel utilizat pentru amplificatoarele oscilatoarelor RC, cu deosebirea că pentru oscilatoarele LC se folosesc de obicei amplificatoare fără reacție, parametrul

Tabelul 5.3 **Circuite selective folosite în oscilatoarele LC (oscilatoare în trei puncte)**

Denumirea circuitului	Circuit acordat în grilă, poartă sau bază	Circuit acordat în anod, drenă sau colector	Hartley	Colpitts	Clapp
Schema circuituiul					
ω_0	$\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$	$\frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$	$\frac{1}{\sqrt{C_3(L_1+L_2+2M)}}$	$\sqrt{\frac{1}{L_3}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)}$	$\sqrt{\frac{1}{L_3}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{L}{C_3}\right)}$

de reglaj al amplificării fiind de obicei panta unui tranzistor, iar convertorul alternativ-continuu fiind realizat cu diode (uneori se folosesc și termistoare).

Pentru obținerea performanțelor maxime de stabilitate a frecvenței trebuie realizate [1, 2] un coeficient δ' [relația (5.2)] redus și o stabilitate de amplitudine satisfăcătoare. În concluzie, amplificatoarele liniare cu control automat al amplificării, deși au un randament energetic inferior, sînt optime în obținerea unor stabilități mari $\Delta f/f = 10^{-5} - 10^{-4}$.

În al doilea caz se încadrează amplificatoarele oscilatoarelor *LC* funcționînd în regim neliniar în clasă *B* sau *C*. Pentru un circuit acordat, atacat de un generator de curent i_0 (v. tabelul 5.3), tensiunea de ieșire v_0 rămîne aproximativ sinusoidală, chiar dacă generatorul de curent furnizează impulsuri cu armonici importante [1]. Astfel, prima armonică a curentului i_0 este redusă față de fundamentala sa de un număr de ori egal cu raportul $|H(j\omega_0)|/|H(j2\omega_0)|$ sau cu numărul $3Q/2$, în situația $Q \gg 1$; celelalte armonici sînt reduse mai mult. În final, pe rezistența echivalentă de pierderi ,R, apare în principal componenta sinusoidală de frecvență f_0 a curentului i_0. Limitarea amplificării se poate face direct prin intrarea în regim blocat sau saturat a dispozitivelor amplificatoare sau cu ajutorul unor diode, care se deschid de la un anumit nivel, reducînd cîștigul [1, 2].

Din considerente de stabilitate sau regim energetic (funcționare în clasă C) [1, 6] nivelul de limitare instantanee se poate controla automat în funcție de amplitudinea de oscilație, prin modificarea punctelor statice de funcționare cu ajutorul unei tensiuni continue obținute prin detecția tensiunii sinusoidale.

Oscilatoare în trei puncte. Acest tip de oscilator folosește un singur dispozitiv de amplificare (tub electronic, tranzistor bipolar sau cu efect de cîmp) conectat în trei puncte, notate cu 1, 2, 3, ale unui circuit. În fig.5.7 este prezentată schema generală, fără polarizări de curent continuu, a unui oscilator în trei puncte, folosind ca element activ un TEC. Pentru simplificare am presupus capacitățile TEC incluse în reactanțele X_1, X_2, X_3, iar toate rezistențele înglobate în R [se folosește relația (5.30)]. TEC va fi asimilat cu un generator de curent $I_0 = g_m V_i$, unde g_m reprezintă panta TEC. Reactanța de cuplaj între X_2 și X_1 se notează cu X_M; evident $M \neq 0$, numai dacă în X_2 și X_1 sînt cuprinse inductoare. Din relațiile (5.11), (5.12) se obțin condițiile de oscilație [1, 6]

$$g_m R(X_1 + X_M)/(X_2 + X_M)\,|_{\omega = \omega_0'} = 1 \quad (5.31)$$

$$(X_1 + X_2 + X_3 + 2X_M)\,|_{\omega = \omega_0'} = 0 \quad (5.32)$$

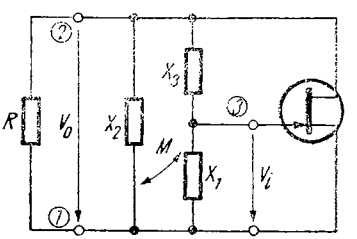


Fig. 5.7. Oscilator în trei puncte cu TEC.

Din relațiile (5.32) și (5.31) se determină frecvența de oscilație ω_0' și respectiva amplificarea necesară $g_m R$. Pentru circuitele din tabelul 5.3 se îndeplinește egalitatea $\omega_0 = \omega_0'$ atît timp cît partea reactivă a pantei g este neglijabilă. Expresii similare relațiilor (5.31), (5.32) se găsesc pentru montajele cu tranzistoare [1, 6]. Deoarece expresiile $X_1 + X_M$ și $X_2 + X_M$ trebuie să aibă același semn [v. relația (5.31)] se impune condiția ca X_3 să fie de semn contrar cu $X_1 + X_M$ și $X_2 + X_M$ [v. relația (5.32)], condiție respectată în tabelul 5.3.

Constructiv, reglajul frecvenței se asigură cu un capacitor variabil, simplu sau dublu (pentru montaje Colpitts), și uneori cu un inductor variabil. Multe oscilatoare întrebuințează acordul cu diode varicap, asigurîndu-și astfel stabilitatea de frecvență la șocuri și vibrații mecanice.

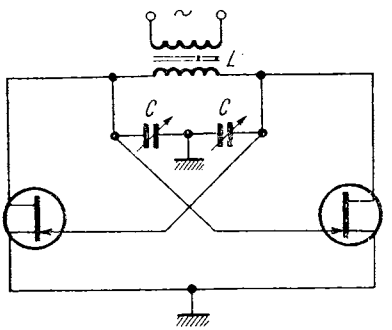


Fig. 5.8. Oscilator în contratimp.

Cu diverse scheme se pot obține frecvențe cuprinse între sute de hertzi și sute de megahertzi. Pentru frecvențe înalte, peste 100 MHz, sînt preferate montajele Colpitts, care nu oscilează parazit pe alte frecvențe (ca de exemplu montajele Hartley). Pentru stabilități de frecvență ridicate se folosesc [10] variante ca circuitele Seiler, Clapp (v. tabelul 5.3) și Vacker; în esență toate aceste circuite reduc ponderea ca pacităților amplificatorului (C_{gd}, C_{ds}, C_{gs} pentru fig. 5.7) în stabilirea frecvenței ω', micșorîndu-se în schimb și coeficientul de acoperire în gamă, $K' = f'_{max}/f'_{min}$.

Oscilatoarele în trei puncte se pretează ușor tratării prin metoda rezistenței negative (v. secțiunea 5.1.2) [1], între punctele 1 și 2 calculîndu-se rezistența echivalentă negativă.

Oscilatoare în contratimp. Schema din fig. 5.8, desenată fără polarizările de curent continuu, prezintă o simetrie perfectă față de masă [11, 25]. Avantajele acestui tip de oscilator sînt: randamentul energetic mare, distorsiuni reduse chiar în condițiile lucrului în clasă C (armonicile pare se reduc foarte mult comparativ cu situația altor oscilatoare), frecvențe maxime ridicate (500 MHz). Notînd capacitățile introduse de TEC cu C_{gd}, C_{ds}, C_{gs}, se obține frecvența de oscilație

$$\omega_0^2 = 1/L(C/2 + 2C_{gd} + C_{ds}/2 + C_{gs}/2) \qquad (5.33)$$

Oscilatoare cu circuite RLC. Schema din fig. 5.9 folosește un amplificator neinversor [11], care respectă condiția $A\,R/(R + R') = 1$. Oscilatorul

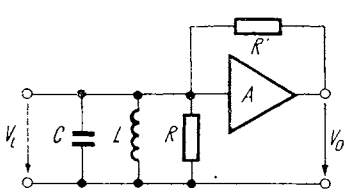


Fig. 5.9. Oscilator cu circuit RLC paralel.

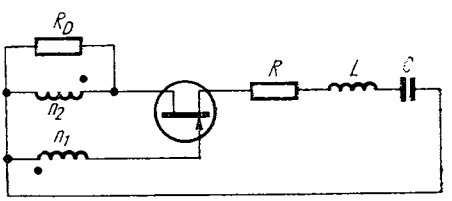


Fig. 5.10. Oscilator cu circuit RLC serie.

cu circuit RLC are doar două elemente pentru stabilirea frecvenței ($\omega_0^2 = 1/LC$) și în plus nu are transformator.

Oscilatoare cu reacție negativă selectivă. Schema din fig. 5.10, fără polarizări de curent continuu, prezintă o reacție pozitivă neselectivă prin inter-

mediul transformatorului inversor (n_1/n_2) precum și o reacție negativă selectivă [2] datorită circuitului RLC. Din relațiile (5.11), (5.12) la rezonanță rezultă

$$\frac{n_1 R_D}{n_2(R + 1/g_m)} = 1\,;\ \omega_0 = \sqrt{1/LC} \tag{5.34}$$

5.1.5. OSCILATOARE ELECTROMECANICE

În categoria oscilatoarelor electromecanice [1, 6, 9, 10] se încadrează acele scheme în care circuitul selectiv nu apare format numai din componente electrice, ci rezultă ca o echivalență a unui proces de rezonanță mecanică. Cel mai întrebuințat element în astfel de oscilatoare este cristalul de cuarț care prezintă fenomenul de piezoelectricitate; o forță mecanică aplicată pe cristal produce sarcini electrice contrare pe două fețe opuse și reciproc, un semnal electric variabil dă naștere unor oscilații mecanice. Această corespondență între tensiuni electrice și mecanice este reprezentată ca un circuit electric format din două ramuri în paralel, una conținînd capacitatea C_0 iar cealaltă avînd elementele L, C, r în serie, unde: C_0 reprezintă capacitatea armăturilor metalice între care se fixează cuarțul, L apare ca urmare a inerției mecanice a masei cuarțului, C apare ca efect al elasticității sale, iar r simulează pierderile de energie electrică, ce se transformă în energie mecanică de frecări și apoi în căldură. Cuarțul prezintă două frecvențe de rezonanță: f_{os} — frecvența serie și f_{op} — frecvența paralel, frecvențe pentru care impedanța dipolului echivalent cristalului este minimă și respectiv maximă. Cele două frecvențe sînt foarte apropiate și pot fi cuprinse între 1 kHz și 150 MHz, după modul și direcția de vibrație față de axele cristalului [20]

Pentru frecvențe cuprinse între valorile f_{os} și f_{op} reactanța echivalentă totală a curațului este inductivă. În schema din fig. 5.7 dacă se consideră un cristal de cuarț (echivalent cu o inductanță) în locul reactanței X_1 sau X_3 celelalte două reactanțe fiind de așa natură încît să apară configurațiile Hartley sau Colpitts (v. tabelul 5.3), se formează oscilatoarele Miller sau Pierce. Frecvența de oscilație f_0' va respecta condiția $f_{os} < f_0' < f_{op}$. Pentru frecvențe mai mari decît 20 MHz nu se utilizează oscilatoare Miller, fiind necesare rezistențe de intrare ale tranzistorului, mari. Există și alte scheme de oscilatoare cu cuarț: cu două tranzistoare în reacție pozitivă, cu circuite integrate.

Caracteristic cuarțului este valoarea ridicată a factorului de calitate $Q = 10^4 - 10^7$, ceea ce duce la stabilități deosebite de frecvență în condițiile în care $f_0' \approx f_{os}$ [v. relația (5.15)]; frecvența proprie de rezonanță poate fi extrem de stabilă: $\Delta f/f = 5 \cdot 10^{-11}$ în 24 de ore sau $\Delta f/f = 10^{-9}$ pentru o plajă de temperaturi cuprinsă între 0° și 50°C (termostatarea cuarțului duce la scăderea coeficientului de temperatură). Dezavantajul principal al oscilatoarelor cu cuarț constă în imposibilitatea schimbării frecvenței de oscilație, dar așa cum se va arăta în secțiunile 5.1.8 și 5.1.9, sintetizoarele și sincronizoarele elimină acest neajuns.

Se mai pot construi oscilatoare electromecanice bazate pe alte principii, de exemplu magnetostrictive [6].

5.1.6. OSCILATOARE INTERFERENȚIALE

Oscilatoarele interferențiale [9, 11], numite și „cu bătăi", folosesc cîte două oscilatoare de bază, de tip RC sau LC ,cu frecvențele f_1 și f_2. În fig.5.11 este prezentată o schemă bloc uzuală, unde: etajul notat cu „×" reprezintă un multiplicator; etajul notat cu „F.T.J" desemnează un filtru trece-jos, prin care trec neschimbate tensiunile cu frecvențe mai mici decît frecvența sa de tăiere f_j celelalte componente fiind atenuate. Tensiunea sinusoidală de ieșire, v_0, se caracterizează prin frecvența

$$f_0 = |f_1 - f_2| \tag{5.35}$$

Presupunînd tensiunile sinusoidale ale celor două oscilatoare, $v_1 = V_1 \sin\omega_1 t$ și $v_2 = V_2 \sin\omega_2 t$, aplicate la intrările unui multiplicator ideal, se obține tensiunea

$$v_{12} = v_1 v_2 = (V_1 V_2/2)\,[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \tag{5.36}$$

Pentru a putea selecta componenta utilă $|f_1 - f_2|$ este necesară condiția

$$|f_1 - f_2| < f_j < f_1 + f_2 \tag{5.37}$$

În mod practic multiplicatorul introduce cu diverse ponderi și termeni parazitici de forma $u_1^n u_2^m$ (n și m fiind numere întregi și pozitive), ceea ce are ca efect apariția unor componente cu frecvențele $|nf_1 \pm mf_2|$. Una din frecvențele de bază este mai mare decît cealaltă; în continuare vom lua ca exemplu cazul $f_1 > f_2$. Pentru a obține o tensiune v_0 cu frecvența f_0 se impune condiția

$$|nf_1 \pm mf_2| > f_j > f_1 - f_2 = f_0 > 0 \tag{5.38}$$

Considerînd toate combinațiile posibile $nf_1 - mf_2$, situația critică apare pentru $f_1 - 2f_2 > 0$, în care caz filtrarea devine imposibilă: $f_1 - 2f_2 < f_1 - f_2 < f_j$. Ca atare, este necesară condiția

$$2f_2 - f_1 > 0 \tag{5.39}$$

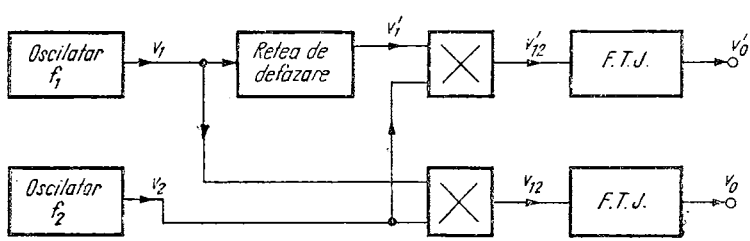


Fig. 5.11. Oscilator interferențial

Reluînd relația (5.38) pentru $n = 1$, $m = 2$ se obțin inegalitățile

$$2f_2 - f_1 > f_j > f_1 - f_2 = f_0 > 0 \tag{5.40}$$

$$f_1/2 < f_2 < f_1 < 3f_2/2 \tag{5.41}$$

Relația (5.41) este esențială în selectarea componentei utile de frecvență $f_1 - f_2$. În mod normal una din valorile f_1, f_2 este constantă, cealaltă fiind

variabilă și în consecință [v. relația (5.40)] frecvența $f_0 = f_1 - f_2$ va fi reglabilă în plaja maximă

$$0 < f_0 < f_2 - f_0 \quad \text{sau} \quad 0 < f_0 < f_2/2 \tag{5.42}$$

Dezavantajul acestui tip de oscilator interferențial constă în stabilitatea scăzută a frecvenței

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta f_1}{f_1} \cdot \frac{f_1}{f_0} - \frac{\Delta f_2}{f_2} \cdot \frac{f_2}{f_0} \tag{5.43}$$

Din relațiile (5.41,) (5.42), (5.43) se deduc inegalitățile: $f_1/f_0 > 2$; $f_2/f_0 > 2$; $\Delta f_0/f_0 > 2\Delta f_1/f_1 + 2\Delta f_2/f_2$. În concluzie, stabilitatea frecvenței rezultante, $\Delta f_0/f_0$, va fi cel puțin de cîteva ori mai proastă decît stabilitățile $\Delta f_1/f_1$ și $\Delta f_2/f_2$, ale unor oscilatoare *RC* sau *LC*. În cazul utilizării unor frecvențe f_0 joase, comparativ cu valorile f_1, f_2, rezultă rapoarte f_1/f_0, f_2/f_0 de ordinul 10^2—10^3, ceea ce conform relației (5.43) atrage o instabilitate foarte mare a frecvenței f_0. Realizînd cele două oscilatoare în condiții identice și plasîndu-le alăturat pentru a avea aceeași temperatură de funcționare, se obțin variații Δf_1 și Δf_2 de același sens și astfel se reduce deriva Δf_0, a frecvenței de ieșire. De fapt, multe tipuri de oscilatoare interferențiale au un sistem de calibrare al scării de frecvențe, astfel încît la indicația zero să se poată asigura $f_1 = f_2$ (reglaj sonor cu un difuzor sau vizual cu un instrument indicator).

O problemă practică deosebită o constituie evitarea sincronizării parazite a unuia din oscilatoarele de bază de către celălalt. Fenomenul de sincronizare este cu atît mai puternic cu cît frecvențele f_1 și f_2 sînt mai apropiate. În consecință, frecvența f_0 suferă de o instabilitate puternică la valori mici. Pentru a evita sincronizările parazite trebuie luate măsuri speciale de ecranare ale celor două oscilatoare.

Principalul avantaj al schemei din fig. 5.11 constă în posibilitatea de a realiza benzi largi de frecvențe sau domenii vobulate întinse. Spre exemplificare, un generator cu $f_1 = 40$ MHz și $f_2 = 30 \ldots 39{,}9$ MHz poate furniza într-o singură gamă frecvențele $f_0 = 0{,}1 \ldots 10$ MHz realizîndu-se $K_f' = K_f'' = 100$ (v. secțiunea 5.1.1). Înainte de apariția generatoarelor de funcții, vobulatoarele de joasă frecvență erau bazate adesecri pe principii interferențiale.

Imperfecțiunea elementului multiplicator poate duce la apariția în tensiunea sa de ieșire v_{12}, a unor termeni proporționali cu expresiile $(v_1 - v_2)^p$, deci la existența unor armonici $p\,(f_1 - f_2)$, armonici care pot fi foarte greu filtrate în cazul oscilatoarelor cu benzi de frecvențe mai întinse. Din acest motiv calitatea multiplicatorului este esențială. Uzual, multiplicatoarele sînt diode sau tranzistoare, ale căror rezistențe dinamice sau pante variază în funcție de una din tensiunile v_1, v_2, cealaltă tensiune fiind semnalul de nivel mic al circuitului [4, 11]. La ora actuală se realizează multiplicatoare integrate foarte precise, funcționînd pînă la frecvențe de ordinul megahertzilor[29].

O calitate a oscilatoarelor interferențiale, comparativ cu oscilatoarele *RC* sau *LC* cu control automat al amplitudinii, constă în timpul redus de stabilire a regimului permanent, în special la frecvențe joase.

Oscilatoare cu două ieșiri defazate. În fig. 5.11 este prevăzută o rețea de defazare, care introduce un defazaj reglabil, φ_0, în tensiunea $v_1 = V_1 \sin \omega_1 t$, rezultînd $v'_1 = V_1 \sin (\omega_1 t + \varphi_0)$. Constructiv, rețeaua de defazare se realizează simplu, deoarece frecvența de lucru f_1 poate fi menținută constantă, reglabilă fiind doar frecvența f_2. Cu ajutorul unui multiplicator se mixează v'_1 cu v_2 și se obține tensiunea

$$v'_{12} = v'_1 v_2 = (V_1 V_2/2) \cos \{[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_0] - \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_0]\} \quad (5.44)$$

După filtrare se obține o tensiune de ieșire v'_0 de forma

$$v'_0 = V_0 \cos [(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_0] \quad (5.45)$$

Pentru cealaltă ieșire [v. relația (5.36)] apare o tensiune

$$v_0 = V_0 \cos (\omega_1 - \omega_2)t \quad (5.46)$$

Oscilatorul din fig. 5.1 prezintă două ieșiri defazate, v_0 și v'_0, cu unghiul de defazaj reglabil, între 0° și 360°. Acest fapt permite utilizarea oscilatorului la măsurarea caracteristicilor de fază ale circuitelor. Schema interferențială asigură performanțe bune pentru menținerea constantă a amplitudinii tensiunii v'_0 în timpul modificării unghiului φ_0, spre deosebire de alte scheme (v. fig. 5.6).

Oscilatoare interferențiale cu divizare. Pentru obținerea de frecvențe foarte joase (0,00005 Hz — 50 kHz) [9, 30], relativ stabile (evitîndu-se fenomenele de sincronizare parazită), se folosește schema din fig. 5.12, unde se fac notațiile: „$\times (n-1)$" — multiplicator de frecvență cu factorul $n - 1$ (se folosește un amplificator clasă C cu un circuit acordat pe o frecvență de $n - 1$ ori mai mare decît frecvența de intrare f_1); „$1/n$" — divizor de frecvență, cu raport de divizare $1/n$ (se utilizează circuite bistabile conectate în cascadă și cu reacții între ele, iar pentru multe situații se preferă circuite integrate); „F.T.B." — filtru trece—bandă, circuit care permite trecerea componentelor cu frecvențele cuprinse între două limite f_{b1} și f_{b2}, atenuînd celelalte componente. Simbolurile „$\times$" și „F.T.J." au aceleași semnificații ca și pentru fig. 5.1.

În fig. 5.12 filtrele F.T.B. și F.T.J. selectează suma și respectiv diferența frecvențelor [v. relația (5.36)] tensiunilor aplicate multiplicatoarelor care le preced. Considerînd egalitatea $f_0 = f_1 - f_2$, se deduc frecvențele tensiunilor ce apar la ieșirile F.T.J.: f_0, f_0/n, f_0/n^2, etc. De obicei se aleg rapoartele de divizare $n = 10$, și frecvența f_0 reglabilă, cuprinsă între $f_{0\,max}/10$ și $f_{0\,max}$, obținîndu-se astfel acoperirea continuă a domeniului de frecvențe. Benzile rezultate sînt: $f_{0max}/10 \ldots f_{0max}$, $f_{0max}/100 \ldots f_{0max}/10$, $f_{0max}/1000 \ldots f_{0max}/100$, etc. Indiferent de gamă, stabilitatea de frecvență rămîne aceeași, variind doar în cadrul unei game [v. relația (5.43)]. Se pot obține frecvențe foarte mici ($f_2/10^{10}$) cu stabilități rezonabile ($\Delta f_0/f_0 < 0{,}5\%$), lucru imposibil de realizat în cazul schemelor interferențiale simple, ca cea din fig. 5.1.

Vobulatoare interferențiale cu reacție. Pentru obținerea unor oscilatoare cu frecvența comandată electric, asigurîndu-se o bună precizie și liniaritate a

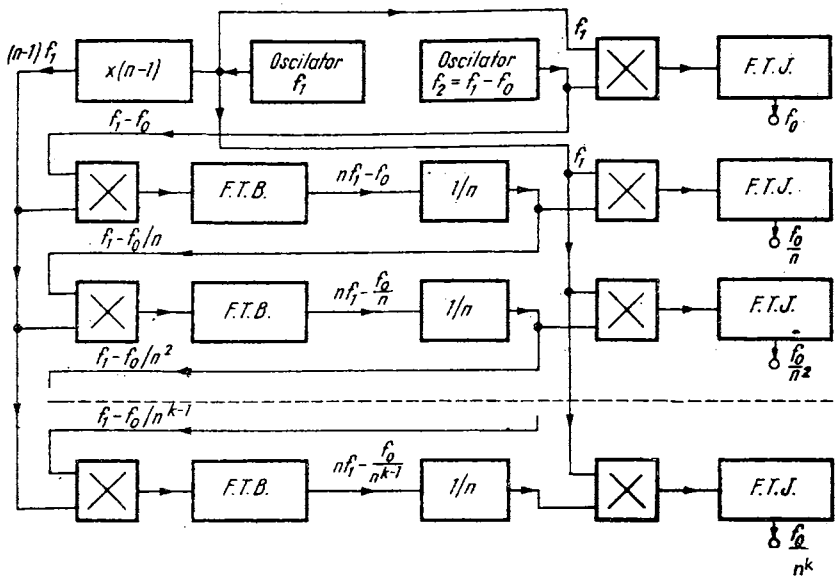


Fig. 5.12. Oscilator interferențial cu divizare.

frecvenței în funcție de tensiunea de comandă, se folosește schema din fig. 5.13, al cărei mod de funcționare se prezintă în continuare.

Convertorul frecvență-tensiune produce la ieșire o tensiune v_d proporțională cu frecvența f_0 a oscilatorului interferențial. Amplificatorul de eroare compară tensiunile v_d și v_r (de referință), tensiunea de la ieșirea sa comandînd frecvența oscilatorului interferențial prin intermediul unor elemente ca diode varicap, tranzistoare de reactanță, etc.,) elemente aferente circuitelor selective ale unuia din oscilatoarele f_1, f_2 (care sînt incluse în oscilatorul interferențial). Dacă amplificarea în bucla (de reacție negativă) deschisă (buclă formată din oscilatorul interferențial, convertorul frecvență-tensiune și amplificatorul de eroare) este suficient de mare, se obțin egalitățile.

$$v_d = kf_0 \approx v_r; \quad f_0 \approx \frac{v_r}{k} \tag{5.47}$$

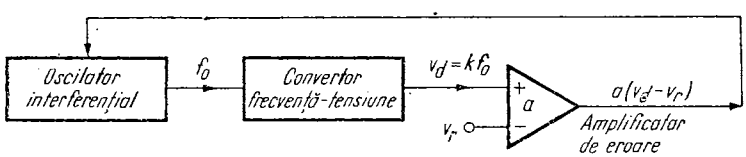


Fig. 5.13. Vobulator interferențial.

Ca atare frecvența f_0 este direct proporțională cu tensiunea de referință v_r; se obțin etalonări de frecvență foarte precise și vobulări atunci cînd tensiunea v_r este variabilă. În prezent se realizează vobulatoare pe domenii largi (0,1 — 11 MHz, 1 — 110 MHz) cu performanțe ridicate [13].

5.1.7. OSCILATOARE CU MULTIPLICARE ŞI DIVIZARE DE FRECVENŢĂ

Această categorie de oscilatoare utilizează multiplicarea sau divizarea frecvenţelor dintr-o gamă în scopul obţinerii altor game. Din procesul de multiplicare sau divizare rezultă tensiuni cu multe componente armonice, tensiuni care devin sinusoidale după trecerea prin filtre trece-jos sau trece-bandă.

Oscilatoare cu dublare de frecvenţă. Un principiu folosit des este al redresării dublă-alternanţă a tensiunii sinusoidale de amplitudine V_0 şi de frecvenţă f_0; rezultă o nouă tensiune sinusoidală de amplitudine $4\ V_0/3\pi$ şi frecvenţă $2\ f_0$, însoţită de armonici mai mici, armonici care sînt reduse la o valoare acceptabilă după trecerea printr-un filtru trece-jos. Dacă alternanţele pozitive şi negative ale tensiunii de frecvenţă f_0 nu sînt simetrice, după redresare rămîn componente parazite de frecvenţe f_0, $3f_0$, $5f_0$, etc., componente numite subarmonici în raport cu noua fundamentală $2f_0$, căreia îi sînt proprii armonicile $4f_0$, $6f_0$, etc. Utilizînd un redresor dublă alternanţă (în punte) cu diode Schottky, se pot dubla frecvenţe foarte mari (500 MHz), extinzîndu-se domeniul oscilatoarelor de înaltă frecvenţă [13].

Oscilatoare cu divizare de frecvenţă. La înaltă frecvenţă ($f > 10$ MHz) schimbarea gamelor ridică probleme deoarece trebuie comutate elementele circuitului selectiv, comutatoarele folosite introducînd însă capacităţi şi inductanţe parazite. Uneori se preferă soluţia realizării cîte unui oscilator pentru fiecare gamă, schimbarea gamelor reducîndu-se la comutarea tensiunii fiecărui oscilator spre ieşire; sînt necesare însă elemente de acord multiple. O alternativă o constituie oscilatoarele cu divizare de frecvenţă [15]. Astfel, în generator există un singur oscilator LC, realizat eventual după unul din principiile discutate anterior. Acest oscilator acoperă banda de frecvenţe cea mai înaltă $f'_{min} - f'_{max}$. Limitînd tensiunea sinusoidală se obţin implusuri dreptunghiulare, a căror frecvenţă se divide cu ajutorul unor circuite bistabile în rapoartele 1/2, 1/4, 1/8, etc. Impulsurile dreptunghiulare obţinute prin divizare se trec prin filtre trece-jos rezultînd tensiuni sinusoidale în benzile $(f_{min} - f_{max})/2$, $(f_{min} - f_{max})/4$, $(f_{min} - f_{max})/8$, etc. Pentru diversele game de frecvenţe ieşirea culege semnalul de la oscilatorul de bază sau de la unul din filtrele asociate divizoarelor de frecvenţă.

Datorită progreselor tehnologice s-au obţinut circuite ECL integrate sau hibride, capabile de divizare cu doi pînă la frecvenţe de 1 GHz. Ca atare s-au realizat oscilatoare de înaltă frecvenţă cu o singură gamă de frecvenţe (de exemplu 250—500 MHz), din care prin divizări cu doi se obţin celelalte game.

5.1.8. SINTETIZOARE DE FRECVENŢĂ

Sintetizoarele de frecvenţă sînt aparate active, numerice, care generează o tensiune sinusoidală cu frecvenţa reglabilă discret. Precizia şi stabilitatea frecvenţei sînt identice cu cele ale unui oscilator cu cuarţ, ceea ce conferă acestor aparate caracterul de standarde variabile de frecvenţă.

Datorită preciziei, stabilităţii şi domeniului de frecvenţe extrem de întins (se pot genera frecvenţe de la 0,01 Hz pînă la 1 GHz, cu stabilităţi de 10^{-7} —

— 10^{-9} și precizii de 10^{-4} — 10^{-8}) sintetizoarele se pot utiliza la etalonarea și verificarea aparatelor de laborator, pentru măsurări în radiocomunicații etc. Schimbarea rapidă a frecvenței fără fenomene tranzitorii și posibilitățile de comandă electrică programată (atît a frecvenței cît și a tensiunii de ieșire) permit utilizarea sintetizoarelor în sisteme de test cuplate cu calculatoare.

Sinteza de frecvență desemnează operația de obținere a tuturor frecvențelor generate pornind de la frecvența unui oscilator cu cuarț (v. secțiunea 5.1.5), sinteza efectuîndu-se cu ajutorul unor însumări, scăderi, multiplicări sau divizări de frecvențe [9, 17]. În acest scop se folosesc aceleași etaje ca și pentru oscilatoarele interferențiale (v. fig. 5.11, 5.12.)

În fig. 5.14, se prezintă schema principială a unui sintetizor. Mixerele urmate de filtre F.T.J. sau F.T.B. efectuază operațiile de scădere sau respectiv

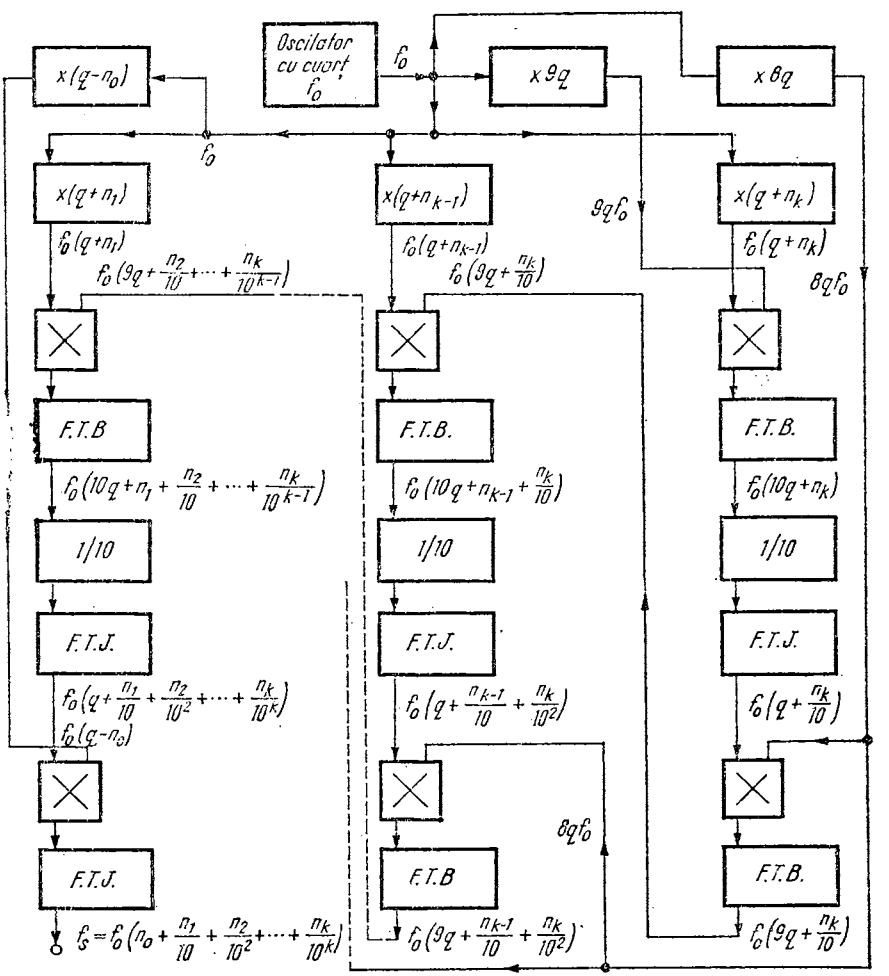


Fig. 5.14. Schema de principiu a unui sintetizor.

adunare a două frecvențe. În fig. 5.14 sînt notate frecvențele la ieșirile diverselor etaje. Urmărind schema se observă valoarea frecvenței sintetizate.

$$f_s = f_0 (n_0 + n_1/10 + n_2/10^2 + \dots n_{k-1}/10^{k-1} + n_k/10^k) \qquad (5.48)$$

Coeficienții n_1, $n_2 \dots n_{k-1}$, n_k, pot lua fiecare toate valorile întregi de la 0 la 9, iar n_0 este de asemenea întreg, dar cu valori maxime evetual diferite de 9. Astfel, formula (5.48) este asemănătoare cu modul de scriere zecimală a unui număr. De exemplu: $f_0 = 1$ MHz, $n_0 = 3$, $n_1 = 1$, $n_2 = 0$, $n_3 = 4$, $n_4 = 5$, $n_5 = 6$; rezultă $f_s = 3{,}10456$ MHz. Constructiv, pe panoul aparatului sînt un număr de k comutatoare cu cîte 10 poziții (de la 0 la 9), corespunzînd coeficienților n_1, $n_2 \dots n_k$, și un comutator pentru formarea numărului n_0.

Dificultățile care intervin în realizarea unui sintetizor sînt legate de calitatea mixerelor și a filtrelor. Din aceste motive valorile n_0, $n_1 \dots n_k$ se aleg mici în raport cu numărul q, astfel încît filtrele F.T.B. să poată prezenta o bandă de trecere îngustă, filtrînd astfel componentele parazite.

În prezent există o diversitate de scheme, dar în principiu se pot defini două modalități de sinteză: directă [9] și indirectă [17].

Sintetizoare directe [9]. Acest tip de aparate se realizează după o schemă asemănătoare cu cea din fig. 5.14. Multiplicatoarele de frecvență folosite sînt etaje obișnuite, cu semnal de ieșire zero în lipsa excitației la intrare (de exemplu, circuite acordate pe o armonică a oscilatorului cu cuarț, tensiunea acestuia fiind în prealabil distorsionată puternic pentru a avea conținut bogat de armonici).

Sintetizoarele pot livra un număr foarte mare de frecvențe etalonate; de exemplu [13] se pot obține frecvențe de sute de megahertzi cu precizia de un hertz și stabilități de ordinul 10^{-8} în 24 de ore. În cazul programării comutarea frecvențelor se poate face foarte rapid, în intervale mai mici decît o milisecundă.

O problemă deosebită o ridică complexitatea și deci costul ridicat al aparatului. Progresele din domeniul tehnologiei circuitelor integrate permit utilizarea de multiplicatoare, divizoare și filtre, integrate sau hibride, în construcții modulare de volum redus și preț mai scăzut.

Sintetizoare indirecte [17]. Metoda sintezei indirecte urmează principial o cale asemănătoare cu cea din fig. 5.14, utilizînd în loc de multiplicatoare oscilatoare distincte, sincronizate cu diverse armonici ale frecvenței cuarțului.

În fig. 5.15 a se arată principiul eventual al unui oscilator sincronizat care cuprinde: un oscilator LC cu frecvența f_1, variabilă în limite mici prin comandă electrică (de exemplu cu ajutorul unei diode varicap incluse în circuitul LC), un divizor de frecvență în raport $1/(q + n_i)$ și un detector de fază, care prezintă la ieșire o tensiune continuă necesară sincronizării frecvenței $f_1/(q + n_i)$ cu valoarea etalon f_0, provenită de la cuarț. Modul de lucru este redat în fig. 5.15 *b*. Cu ajutorul unor etaje auxiliare se formează impulsuri foarte înguste cu frecvențe de repetiție $f_1/(q + n_i)$ și f_0. La sosirea fiecărui impuls etalon (f_0) de la cuarț se declanșează o rampă de tensiune. După un anumit interval de timp (de decalaj) notat cu t_d, sosește impulsul cu frecvența $f_1/(q + n_i)$ avînd loc o eșantioanare a rampei. Valoarea rampei la coincidența cu acest impuls decalat, valoarea notată cu V_d, se menține pînă la

o nouă eșantionare, fiind transmisă elementului ce controlează valoarea f_1 (dioda varicap). Frecvența f_1 se modifică puțin, atrăgînd pentru t_d o variație de un astfel de sens, încît V_d să se apropie de valoarea V_{di}, care fixează frecvența

$$f_1' = (q + n_i)f_0 \tag{5.49}$$

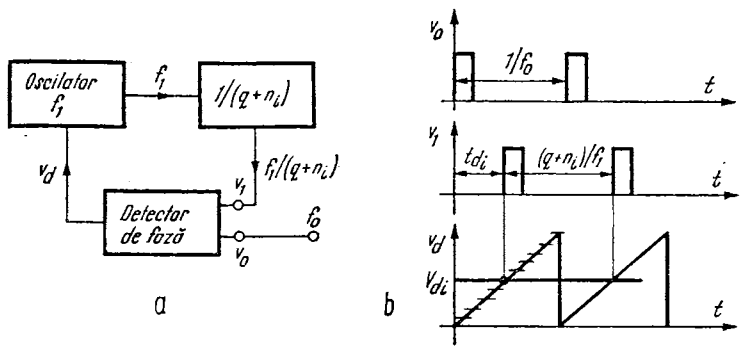


Fig. 5.15. Oscilator sincronizat:
a — schema bloc; *b* — formele de undă

În momentul atingerii valorii f_1' rezultă un defazaj t_{di} între cele două impulsuri, căruia îi corespunde tensiunea V_{di}; apar astfel zece valori distincte pentru t_{di} și respectiv V_{di}, corespunzînd posibilităților $i = 0, 1, 2 \ldots 9$.

În lucrarea [27] se analizează funcționarea unor oscilatoare sincronizate, utilizînd o buclă cu calare de fază („phase-lock loop"). Și în sinteza indirectă folosirea circuitelor integrate [29] reduce volumul și costul aparatelor.

5.1.9. OSCILATOARE CU SINCRONIZOARE

Pentru anumite măsurări în radiocomunicații se impun cerințe severe în ce privește stabilitatea de frecvență, cerințe care nu pot fi satisfăcute de oscilatoarele clasice de tip *LC*. Soluția optimă din acest punct de vedere o reprezintă sintetizoarele, care sînt însă aparate scumpe, incomod de utilizat pentru teste manuale de bandă largă.

Sincronizoarele sînt aparate speciale care se atașează oscilatoarelor *LC* clasice cu posibilități de modulație în frecvență. Sincronizoarele sînt în același timp și frecvențmetre numerice [24], permițînd cunoașterea exactă (precizie $10^{-5} - 10^{-7}$) a frecvenței generate. Un oscilator cu sincronizor poate funcționa în două moduri: nesincronizat (ca oscilator obișnuit) și sincronizat, mod în care stabilitatea de frecvență se îmbunătățește substanțial ($10^{-7} - 10^{-6}$) față de cea a unui oscilator *LC* ($10^{-5} - 10^{-4}$), rămînînd însă inferioară stabilității unui sintetizor.

Există mai multe posibilități de realizare ale unui sincronizor, dar principiul rămîne același [23]. În fig. 5.16 *a* este ilustrată schema tipică de sincrozare a unui oscilator de frecvență f_2 de către un oscilator de frecvență f_1, formele de undă fiind reprezentate în fig. 5.16 *b*.

Semnalul de frecvență f_1 apare la ieșirea formatorului ca o succesiune de impulsuri înguste V_1, de frecvență f_1/n. Impulsurile V_1 eșantionează semnalul V_2 prin intermediul detectorului de fază, obținîndu-se eșantioanele V_3 iar la ieșirea detectorului rezultă o tensiune în trepte V_4, care se menține constantă

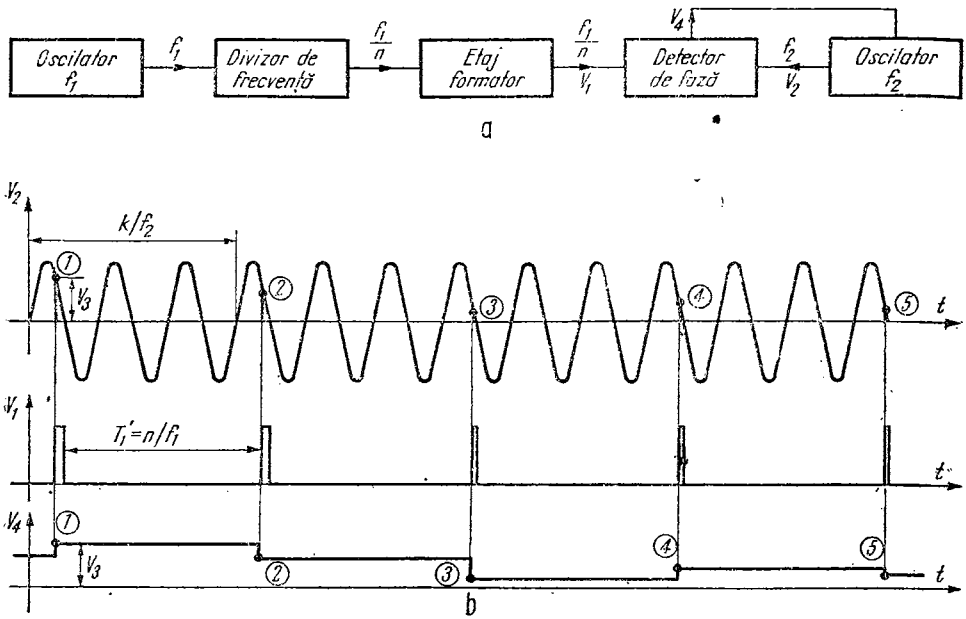


Fig. 5.16. Oscilator sinusoidal cu sincronizor:
a — schema bloc; *b* — formele de undă.

între două eșantioane și care comandă electric (de obicei prin intermediul unei diode varicap) oscilatorul al doilea. Se închide astfel o buclă cu calare de fază („phase-lock — loop"), care duce la modificarea frecvenței f_2 pînă cînd se ajunge la egalitatea

$$n/f_1 = k/f_2' \ (k \text{ întreg}) \tag{5.50}$$

unde f_2' reprezintă noua valoare, de sincronism, la care ajunge frecvența oscilatorului al doilea, f_2 fiind frecvența sa inițială, nesincronizat. Mecanismul descris mai sus este similar celui prezentat la secțiunea 5.1.8, cu deosebirea că eșantionarea are loc odată la mai multe cicluri ale semnalului de eșantionat. Numărul întreg k din relația (5.50) poate lua valori de la sute [23] la zeci de mii [24]. Dioda varicap care modifică frecvența f_2, are nevoie de o variație de capacitate, deci și de tensiune continuă, cu atît mai mare cu cît diferența $f_2' - f_2$ (sau $kf_1/n - f_2$) este mai mare. Ca atare, eșantioanele V_3 sînt proporționale cu diferența $f_2' - f_2$. În momentul cînd eșantioanele V_3 ating o valoare maximă, dictată de intrarea în limitare a etajelor de comandă ale diodei varicap, sincronizarea devine imposibilă pe numărul k de perioade T_2 și atunci oscilatorul al doilea își schimbă brusc frecvența sincronizînd pe un număr de $k - 1$ sau $k + 1$ perioade. Pentru o funcționare corectă este ne-

cesar ca variația maximă posibilă a capacității diodei varicap să conducă la apariția în plus și în minus a mai mult decît o perioadă T_2 (în timpul unei perioade de eșantionare T_1') pentru tensiunea V_2, față de situația medie (oscilatorul f_2 nesincronizat). În mod practic, atingerea valorilor maxime ale tensiunii V_3 și diferenței $f_2' - f_2$ are loc prin schimbarea manuală a frecvenței oscilatorului al doilea cu ajutorul unui element principal de acord, mecanic sau electric (dioda varicap permite schimbarea în limite reduse a frecvenței și asigurarea sincronizării). Astfel, variind continuu (din exterior) acordul unui oscilator cuplat cu un sincronizor, frecvența sa (f_2') se va schimba în trepte de mărimea f_1/n. În cadrul unei trepte, schimbări externe mici ale acordului oscilatorului lasă neschimbată frecvența f_2', modificîndu-i doar faza. Modul de lucru descris mai sus este indicat pentru sincronizarea unor frecvențe înalte. Pentru sincronizarea unor frecvențe joase, în fig. 5.16 *a* se schimbă între ele locurile celor două oscilatoare, relația (5.50) modificîndu-se corespunzător.

$$n/f_2' = k/f_1 \tag{5.51}$$

Pentru a permite obținerea oricărei frecvențe din cadrul gamei, nu numai a unui număr finit de valori, oscilatorul f_1 își poate modifica în limite reduse frecvența, suficient pentru a acoperi distanța între două trepte ale frecvenței f_2'. Acest oscilator are frecvența

$$f_1 = f_0 + f_a; \quad f_1 \approx f_0 \tag{5.52}$$

unde f_0 este frecvența unui oscilator cu cuarț iar f_a frecvența reglabilă a unui oscilator auxiliar, obișnuit. Oscilatorul de frecvență f_1 poate fi realizat după schema din fig. 5.17, utilizînd o schemă de oscilator sincronizat cu ajutorul unui detector de fază [23], după un mecanism asemănător cu cele descrise în secțiunile 5.1.8, 5.1.9 (eșantionarea are loc în fiecare perioadă $T_a = 1/f_a$, astfel încît $f_1 - f_0 = f_a$).

Din relațiile (5.50) și (5.52) rezultă frecvența oscilatorului cu sincronizor

$$f_2' = (f_0 + f_a)\, k/n \tag{5.53}$$

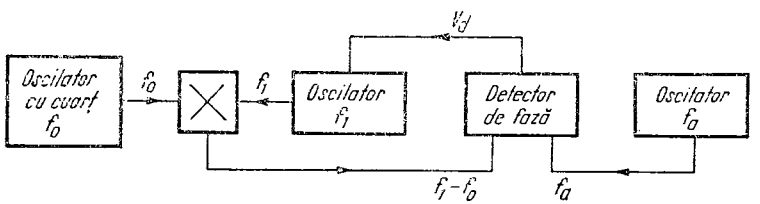


Fig. 5.17. Oscilator sincronizat cu suma a două frecvențe.

Deoarece k, n sînt numere întregi, constante, și se îndeplinește inegalitatea $f_0 \gg f_a$, stabilitatea frecvenței sincronizate este

$$\frac{\Delta f_2'}{f_2'} \approx \frac{\Delta f_0}{f_0} + \frac{\Delta f_a}{f_a} \cdot \frac{f_a}{f_0} \tag{5.54}$$

Deoarece raportul f_a/f_0 poate fi făcut foarte mic, iar stabilitatea $\Delta f_a/f_a$ este proprie unui oscilator obișnuit de tip *LC*, rezultă pentru factorul $\Delta f_2'/f_2'$ o valoare cu cîteva ordine de mărime mai mică decît pentru un oscilator *LC*, dar totuși mai mare decît pentru un sintetizor. În prezent au început să se realizeze sincronizoare cu numărătoare reversibile, circuite de memorie și detectoare de fază (lipsind oscilatorul f_a), care mențin constantă ultima cifră a frecvenței f_2' citite pe un frecvențmetru numeric, atașat oscilatorului de bază [24].

Asocierea oscilatoarelor interferențiale cu sincronizoare permite obținerea unor generatoare cu performanțe ridicate (de exemplu, domeniul 1—100 MHz este cuprins într-o singură gamă, vobulabilă pentru modul nesincronizat, iar stabilitatea de frecvență are valoarea 10^{-6} pentru modul sincronizat).

5.1.10. SCHEME BLOC ALE GENERATOARELOR SINUSOIDALE

În fig. 5.18 este prezentată o schemă bloc generală, în care diversele etaje sînt realizate corespunzător domeniului de frecvențe generate iar uneori pot chiar lipsi.

Oscilatorul poate fi realizat după unul din principiile prezentate în secțiunile anterioare.

Etajul pentru modulație în frecvență (**MF**) conține fotorezistoare, TEC, etc. (cu rol de rezistențe variabile), incluse în circuitele selective ale oscilatoarelor *RC* (atunci cînd acestea au etaje MF), sau tranzistoare de reactanță și diode varicap incluse în circuitele selective ale oscilatoarelor *LC*. Tranzistoarele de reactanță se prezintă între colector și emitor ca inductanțe (capacități) variabile în funcție de curentul continuu și de audiofrecvență, de colector, atunci cînd se conectează un capacitor (rezistor) între bază și emitor și un

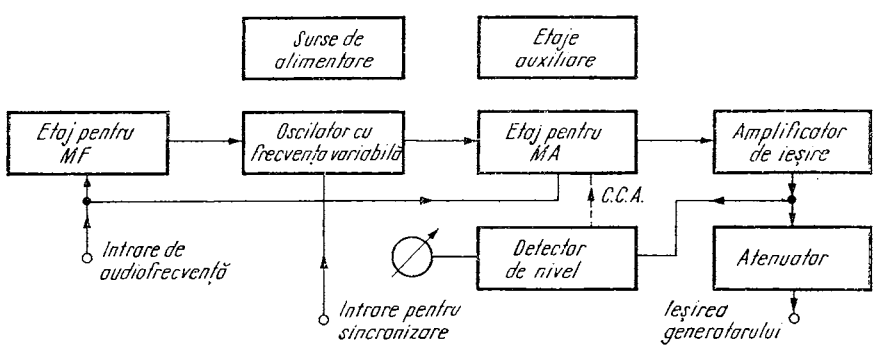


Fig. 5.18. Generator de semnal sinusoidal, schemă bloc.

rezistor (capacitor) între bază și colector; diodele varicap simulează capacități variabile în funcție de tensiunea inversă aplicată. Etajul MF poate efectua o modulație de frecvență sau o vobulare după cum tensiunea de comandă este sinusoidală sau în dinți de fierăstrău.

Etajul pentru modulație în amplitudine (MA) este un etaj cu amplificare variabilă în funcție de tensiunea de audiofrecvență. În acest scop se folosesc variațiile de pantă ale unor tranzistoare bipolare, TEC, MOS tetrodă, sau variațiile rezistențelor dinamice ale diodelor PN sau PIN. Etajul MA lipsește în general pentru generatoarele de joasă frecvență și uneori pentru generatoarele de foarte înaltă frecvență la care modulația de amplitudine se efectuează direct asupra oscilatorului.

Etajul de ieșire separă oscilatorul de sarcină, asigurînd stabilitatea frecvenței la schimbarea sarcinii precum și o rezistență de ieșire constantă. La joasă frecvență etajul de ieșire are amplificarea constantă, nivelul semnalului de ieșire reglîndu-se continuu cu ajutorul unui potențiometru conectat la intrarea etajului de ieșire. La înaltă frecvență acest etaj are amplificarea variabilă în funcție de o tensiune continuă, care comandă astfel nivelul semnalului de înaltă frecvență într-un mod similar cu etajul MA; de fapt funcțiile celor două etaje sînt preluate de unul singur, care prezintă de multe ori și un circuit de control automat al amplificării (C.A.A.), îmbunătățindu-se astfel caracteristica de frecvență.

Atenuatorul se situează întotdeauna imediat înainte de ieșire pentru a reduce în aceeași măsură semnalul util sinusoidal și zgomotul etajului de ieșire. Atenuatorul poate fi rezistiv, iar uneori pentru foarte înaltă frecvență inductiv sau mai rar capacitiv. O soluție recentă constă în utilizarea diodelor PIN pentru atenuatoare de înaltă frecvență, comandate electric. Atenuatorul poate lipsi uneori, reglajul nivelului făcîndu-se continuu cu un potențiometru conectat la ieșire (la înaltă frecvență se utilizează un potențiometru special).

Detectorul (care poate lipsi uneori) transformă tensiunea alternativă într-una continuă, măsurată cu un voltmetru care indică amplitudinea semnalului înainte de atenuator. La înaltă frecvență detectorul poate fi folosit și pentru etajele de ieșire cu C.A.A.

Etajele auxiliare pot cuprinde frecvențmetre, modulometre, oscilatoare de audiofrecvență etc.

5.2. GENERATOARE DE IMPULSURI

Măsurarea în regim sinusoidal caracterizează complet un sistem liniar, dar trebuie efectuată la un anumit număr de frecvențe ca să asigure precizia necesară pentru caracteristicile de frecvență. Uneori trebuie cunoscute ambele caracteristici: amplitudine — frecvență și fază — frecvență. Cea de-a doua caracteristică este mai dificil de ridicat, mai ales la frecvențe înalte. Dacă în cazul testării unui amplificator audio contează numai caracteristica amplitudine — frecvență, la testarea unui amplificator video sînt importante ambele caracteristici. Ca atare, pentru amplificatoarele video se preferă testarea cu impulsuri, ceea ce de fapt corespunde cerințelor reale de a vedea tranziția de la un nivel de luminozitate la altul; în acest caz se folosește vizualizarea fronturilor și a palierelor pentru studierea comportării la frecvențe înalte și respectiv joase.

În funcție de necesități există posibilitatea testării cu diverse forme de undă: impulsuri Dirac (de exemplu în cazul măsurării paramterilor h_{21E} ai tranzistoarelor), impulsuri dreptunghiulare, triunghiulare, etc.

5.2.1. PARAMETRII GENERATOARELOR DE IMPULSURI

Pentru a putea aprecia performanțele acestor generatoare trebuie cunoscuți parametrii impulsurilor de ieșire, parametri definiți în [1, 3, 8, 10], cu exemplificări concrete în [13, 14] și prezentați în continuare cu ajutorul fig. 5.19 *a*, *b*.

Perioada. Acest parametru reglabil, notat cu T_0, este precizat uneori indirect prin frecvența de repetiție $f_0 = 1/T_0$. Pentru un generator sînt indicate limitele extreme între care se poate regla perioada sau frecvența.

Durata impulsului. Majoritatea generatoarelor au durata T_1 reglabilă, în condițiile menținerii unei perioade constante; se precizează domeniul $T_{1min} - T_{1max}$. Există însă și aparate mai simple cu factorul de umplere (definit ca raportul T_1/T_0) constant, avînd de obicei valoarea $T_1/T_0 = 1/2$.

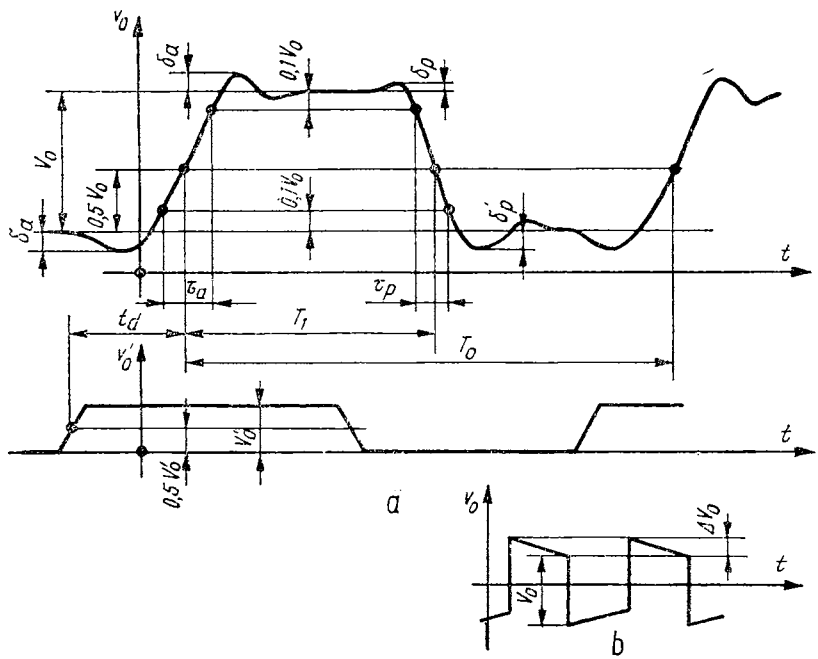


Fig. 5.19. Forma tipică a unui impuls:
a — pentru frecvențe înalte; *b* — pentru frecvențe joase

Duratele fronturilor. Aceste intervale de timp, notate cu τ_a și τ_p pentru frontul anterior și respectiv posterior, sînt de multe ori constante, garantîndu-se valorile maxime. Pentru unele generatoare care au fronturi reglabile se indică plaja $\tau_{min} - \tau_{max}$.

Amplitudinea. Tensiunea de ieșire V_0 la bornele generatorului în gol sau pe o anumită rezistență de sarcină (50 Ω), este indicată în valori vîrf-vîrf. Se specifică amplitudinea maximă V_{0max} și plaja de reglaj a tensiunii V_0.

Distorsiunile impulsului dreptunghiular. Supracreșterile (δ'_a, δ_a, δ_p, δ'_p), căderea palierului ($\Delta V_0/V_0$) și duratele fronturilor caracterizează abaterea unui impuls real față de unul ideal, cu toți acești parametri nuli. Se precizează valorile maxime ale distorsiunilor δ și $\Delta V_0/V_0$.

Întîrzierea. Intervalul de timp dintre un impuls de referință v'_0, extern sau intern (cînd acesta este acceptat de generator), și impulsul de ieșire se notează cu t_d. Întîrzierea t_d este de obicei un parametru reglabil între două limite $t_{d\,min}$ și $t_{d\,max}$.

Decalajul. Impulsurile sînt suprapuse peste o tensiune continuă de decalaj, notată cu V_{of}. De obicei, tensiunea V_{of} este reglabilă între $-V_{of\,max}$ și $+V_{of\,max}$, independent de amplitudinea V_0. La unele generatoare decalajul V_{of} este constant, de obicei $V_{of} = 0$ sau $V_{of} = \pm V_0/2$.

Precizia. Generatoarele au pe panou sisteme mecanice de indicare a parametrilor T_0 (sau f_0), T_1, t_d și eventual V_0, V_{of}, τ_a, τ_p. Erorile cu care se citesc acești parametri sînt specificate.

Imprecizia aleatoare de comutare. Comutarea circuitelor generatorului nu are loc strict periodic, ci cu mici variații aleatorii în timp față de momentele t, $t + T_0$, $t + 2T_0$, $t + 3T_0$, etc. Această imprecizie de comutare, denumită și „jitter", afectează parametrii T_0, T_1, t_d, și apare datorită zgomotului inerent, suprapus peste semnalele ce produc comutările circuitelor. Pentru aparatele cu performanțe mai ridicate se garantează cifre maxime de „jitter", ca fiind rapoartele dintre variația maximă aleatorie față de o valoare medie și valoarea medie. Vizualizate cu osciloscopul, pentru viteze de baleiere foarte mari în comparație cu intervalele T_0, T_1, t_d, impulsurile dreptunghiulare prezintă imagini difuze ale fronturilor.

Alți parametri. În unele cazuri se precizează liniaritatea fronturilor, stabilitatea amplitudinii, caracteristicile de intrare ale porților, modurile de lucru (v. secțiunea 5.2.3), etc.

5.2.2. ELEMENTELE COMPONENTE ALE GENERATOARELOR DE IMPULSURI

În componența unui generator intră circuite basculante, limitatoare, porți, linii de întîrziere, etc.

Circuitele basculante pot fi realizate după principiile rezistenței negative (folosind de exemplu o diodă tunel) [3, 21] sau reacției pozitive (utilizînd componente discrete [1, 3, 8] sau circuite integrate [7, 29, 32]), principii ilustrate în fig. 5.20 *a* sau fig. 5.20 *b*. În ambele cazuri, la aplicarea unui impuls la intrare rezultă la ieșire o tensiune de forma.

$$v_0 = V_0 \exp(-t/T_n) \tag{5.55}$$

unde $T_n = -r\,C$ pentru fig. 5.20 *a* și $T_n = T_a(1 - a_0 R_1/R_2)$ pentru fig. 5.20 *b* [s-au considerat amplificările în buclă deschisă și respectiv închisă de forma:

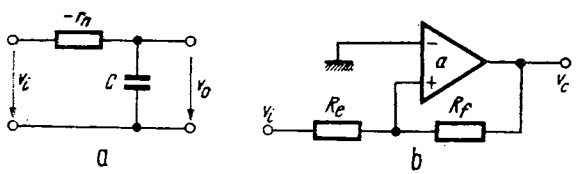


Fig. 5.20. Circuite basculante: *a* — cu rezistență negativă; *b* — cu reacție pozitivă.

$a = a_0/(1 + ST_a)$ și $A = a/(1 - aR_1/R_2)$, iar în plus s-a impus condiția $a_0R_1/R_2 > 1$].

Deoarece constanta T_n este negativă, tensiunea v_0 crește rapid în timp pînă cînd dispozitivul folosit în fig. 5.20 *a* iese din porțiunea de rezistență negativă a caracteristicilor sale sau pînă cînd amplificatorul din fig. 5.20 *b* intră în limitare. Circuitele basculante prezintă la ieșire două stări distincte, trecerea (bascularea) dintr-o stare în alta făcîndu-se într-un timp proporțional cu constanta T_n. În fig. 5.20 *b* este reprezentat un circuit bistabil care basculează pentru cîte un impuls extern, între două impulsuri circuitul rămînînd în una din cele două stări stabile; adăugînd în serie cu rezistorul R_f un capacitor C_f se obține un circuit monostabil care basculează pentru un impuls extern, dar după o anumită perioadă de timp revine singur în starea inițială, unde rămîne pînă la un nou impuls extern [29] (v. fig. 3.44 *b*). Dacă la intrarea inversoare a circuitului din fig. 5.20 *b* se conectează un capacitor către masă și un rezistor către ieșire, se obține un circuit astabil care autooscilează, generînd impulsuri dreptunghiulare la ieșire și dinți de fierăstrău pe intrarea inversoare [7, 29].

Ca limitatoare sau porți se pot folosi diode și tranzistoare lucrînd în regim saturație-tăiere [3, 8], etaje diferențiale cu întîrzieri mici, circuite integrate (liniare [7, 29], TTL [32], ECL), etc.

5.2.3. SCHEME BLOC

Generatorul sinusoidal-dreptunghiular conține un oscilator sinusoidal, al cărui semnal de frecvență variabilă este trecut printr-un circuit bistabil („trigger Schmitt"), la ieșirea acestuia rezultînd impulsuri dreptunghiulare cu fronturi rapide, de perioadă egală cu perioada tensiunii sinsoidale. Factorul de umplere la astfel de generatoare este de circa 1/2.

Generatorul complex este prezentat în fig. 5.21. Se menționează că în practică pot apare variante care să nu conțină unul sau mai multe din blocurile funcționale din fig. 5.21, lipsind și performanțele corespunzătoare.

Oscilatorul pilot este un multivibrator (de exemplu v. fig. 3.47). Acesta este constituit adesea dintr-un circuit astabil cu tranzistoare cuplate prin emitor, modificarea perioadei T_0 făcîndu-se în trepte decadice cu capacitoare și continuu prin variația unui curent (continuu) de încărcare sau descărcare a capacitoarelor. Circuitul formator care urmează oscilatorului pilot furnizează în exterior un *„impuls de ieșire direct"*.

Etajul de întîrziere prezintă la ieșire un impuls întîrziat cu o durată de timp t_d, reglabilă față de un impuls aplicat la intrare. Etajul de întîrziere poate fi comandat de la oscilatorul pilot sau de la un generator extern. Acest

etaj este un circuit monostabil, de multe ori realizat cu tranzistoare cuplate prin emitor; durata impulsului dat de circuitul monostabil, deci și a întîrzierii, se stabilește la fel ca pentru oscilatorul pilot. Circuitul formator care urmează etajului de întîrziere formează un *„impuls de ieșire întîrziat"*.

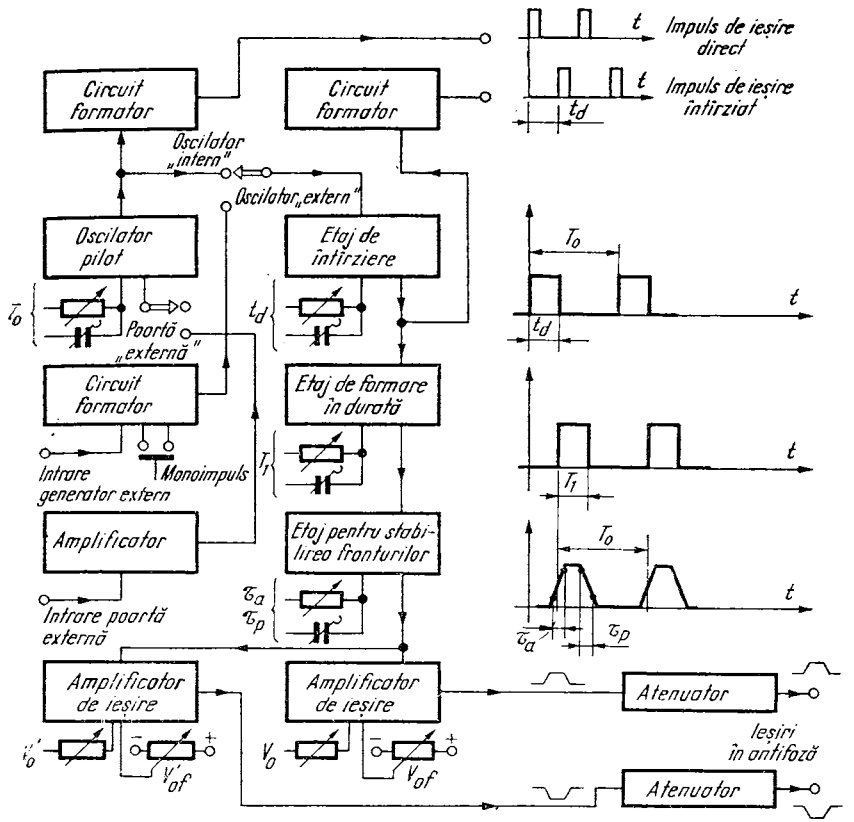


Fig. 5.21. Generator de impulsuri complex, schemă bloc.

Etajul de formare în durată este un circuit monostabil comandat cu un impuls scurt, obținut prin devierea frontului anterior al impulsului etajului de întîrziere. Acest etaj stabilește direct durata T_1; constructiv este similar etajului de întîrziere.

Etajul pentru stabilirea fronturilor impune anumite viteze de creștere și cădere pentru impulsul de durată T_1; exceptînd cazurile unor valori mici, fronturile impulsului sînt liniar variabile în timp. Acest etaj poate fi format din două tranzistoare complementare pnp și npn cu colectoarele legate împreună și conectate la un capacitor variabil în trepte (decade) pentru stabilirea duratei fronturilor. Cele două tranzistoare formează două generatoare de curent constant. Tranzistorul npn stabilește frontul negativ iar cel pnp frontul pozitiv, asigurîndu-se astfel independența reglării continue a duratelor fronturilor

anterior și posterior, reglare care se face prin schimbarea curentului continuu al fiecărui tranzistor, separat.

Amplificatoarele de ieșire asigură nivelele dorite V_0 și V_0', reglabile în limite largi, și tensiunile de decalaj V_{of} și V_{of}' reglabile. Cele două amplificatoare din fig. 5.21 sînt în antifază și au montate atenuatoare de ieșire. În cazul folosirii unor fronturi rapide se impune funcționarea cu rezistențe de ieșire mici (de obicei 50 Ω), egale cu impedanța caracteristică a cablului, pentru a evita reflexiile.

În ce privește alte moduri de lucru decît cel normal, pentru generatoarele de impulsuri se pot menționa [10]:

— funcționarea cu „impuls dublu", cînd în etajul de formare în durată se introduce atît impulsul oscilatorului pilot cît și impulsul întîrziat, la ieșirea generatorului apărînd evident două impulsuri de durată T_1, decalate cu un interval de timp t_d (evident apare condiția $T_0 > 2T_1 + t_d$);

— funcționarea cu „comandă externă (trigger extern)" caz în care oscilatorul pilot este exterior; tot aici se încadrează funcționarea cu un singur impuls, declanșat manual;

— funcționarea cu „poartă sincronă" sau „poartă asincronă", cînd o comandă externă de o anumită durată T_p (mult mai mare decît perioada T_0) stabilește existența implusurilor la ieșirea numai în timpul duratei T_p. Poarta este sincronă cînd oscilatorul pilot pornește și se oprește odată cu comanda externă, sau asincronă cînd oscilatorul pilot funcționează în permanență, deși, în absența comenzii impulsurile spre ieșire sînt blocate;

— funcționarea cu „poartă internă (burst)" este similară cu modul de lucru anterior, cu diferența că semnalul de comandă al porții este generat intern.

Pentru o schemă complexă de tipul celei din fig. 5.21 se indică cîțiva parametri posibili [10 ,13]: perioada, durata și întîrzierea 10 s — 10 ns, cu precizie medie 5% și jitter 0,1%; durata fronturilor 5 ns — 1 s, cu precizie medie 5% și liniaritate medie 3%; impulsul de ieșire și decalajul reglabile independent, cu valori maxime $\pm$ 10 V sau $\pm$ 0,2 A (semnalul compus din impuls și decalaj să fie maxim $\pm$ 10 V sau $\pm$ 0,2 A).

Generatorul de cuvinte [13] furnizează secvențe periodice, fiecare secvență fiind formată dintr-un număr fix de biți. Pentru desemnarea unui bit servește un impuls de valoare logică 0 sau 1. Fiecare secvență desemnează un cuvînt (de exemplu 100101 definește un cuvînt cu 6 biți). Generatoarele de cuvinte își găsesc aplicații în testarea schemelor logice complexe, în comunicații, etc.

5.3. GENERATOARE DE FUNCȚII

Generatoarele de funcții sînt astfel denumite, deoarece generează simultan mai multe forme de undă și anume: triunghiulare, dreptunghiulare și sinusoidale. Spre deosebire de alte tipuri de oscilatoare (v. secțiunea 5.1), aceste generatoare formează tensiunea sinusoidală dintr-o tensiune triunghiulară simetrică, folosind circuite neliniare. Domeniul de frecvențe acoperit de diverse variante este cuprins între $5 \cdot 10^{-5}$ Hz și 40 MHz.

5.3.1. PARAMETRII GENERATOARELOR DE FUNCȚII

Pentru aceste generatoare apar parametri generali și specifici fiecărei forme de undă [10].

Parametri generali: domeniul de frecvențe, stabilitatea și precizia de indicare ale frecvenței, nivelul maximm (în valori vîrf-vîrf) și precizia sa, rezistența de ieșire, atenuarea, defazajul, decalajul (v. secțiunea 5.1.1), etc.

Parametri specifici tensiunii sinusoidale: stabilitatea de amplitudine, distorsiunile neliniare, caracteristica de frecvență (v. secțiunea 5.1.1), etc.

Parametri specifici tensiunii dreptunghiulare: factorul de umplere, durata fronturilor, distorsiunile (v. secțiunea 5.2.1), etc.

Parametri specifici tensiunii triunghiulare: factorul de umplere (identic cu cel al tensiunii dreptunghiulare), liniaritatea, etc. Coeficientul de neliniaritate se poate pune sub froma

$$\delta_n = 1 - \left(\frac{dv_c}{dt}\Big|_{t=T_1}\right) \Big/ \left(\frac{dv_c}{dt}\Big|_{t=0}\right) \tag{5.56}$$

unde δ_n este coeficientul de neliniaritate, $v_c(t)$ — tensiunea triunghiulară, T_1 — durata unei pante, inițiate la momentul $t = 0$.

5.3.2. ELEMENTELE COMPONENTE ALE GENERATOARELOR DE FUNCȚII

Oscilatorul triunghiular-dreptunghiular

În fig. 5.22 *a*, *b*. sînt reprezentate schema de producere simultană a impulsurilor triunghiulare și dreptunghiulare și respectiv formele de undă corespunzătoare. Notațiile folosite sînt: v_B — tensiunea la ieșirea circuitului bistabil;

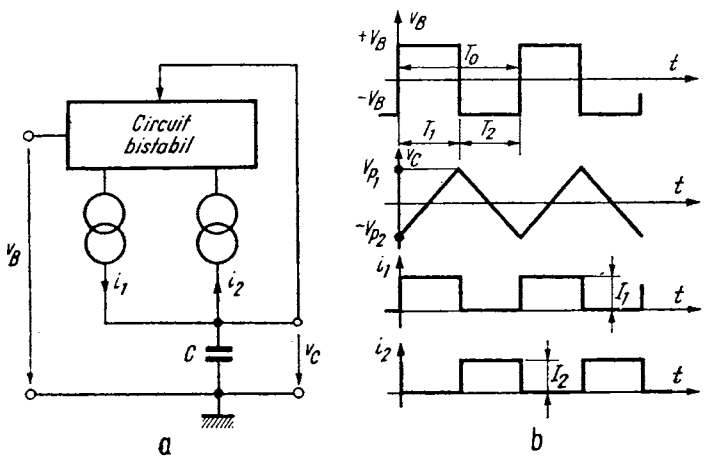


Fig. 5.22. Circuit pentru generarea simultană de impulsuri triunghiulare și dreptunghiulare:
a — schema bloc; *b* — formele de undă.

v_c — tensiunea capacitorului de integrare, C; T_1 și T_2 — intervale de timp în care $v_B > 0$ și respectiv $v_B < 0$; i_1 și i_2 — generatoare de curent constant, comandate de circuitul bistabil; V_{p1} și — V_{p2} — tensiunile de prag ale circuitului basculant. Atunci cînd tensiunea v_c atinge pragul superior V_{p1}, circuitul bistabil basculează, comandînd schimbarea curenților i_1 și i_2, de la I_1 la 0 și respectiv de la 0 la I_2. Tensiunea v_c începe să scadă și în momentul cînd atinge pragul — V_{p2} circuitul bistabil basculează, comandînd schimbarea curenților i_1 și i_2, de la 0 la I_1 și respectiv de la I_2 la 0. Tensiunea v_c începe să crească și odată cu egalarea pragului V_{p1} se reia procesul descris mai sus. Pentru prima perioadă se pot scrie relațiile

$$(0 \leqslant t \leqslant T_1) \rightarrow v_c(t) = -V_{p2} + I_1 t/C \tag{5.57}$$

$$(T_1 \leqslant t \leqslant T_1 + T_2) \rightarrow v_c(t) = V_{p1} - I_2(t - T_1) \tag{5.58}$$

Punînd condițiile $v_c(T_1) = V_{p1}$ și $v_c(T_1 + T_2) = -V_{p2}$, se obțin expresiile

$$T_1 = C(V_{p1} + V_{p2})/I_1; \quad T_2 = C(V_{p1} + V_{p2})/I_2 \tag{5.59}$$

$$f_0 = 1/(T_1 + T_2) = (I_1 + I_2)/C(V_{p1} + V_{p2}) \tag{5.60}$$

Pentru modificarea frecvenței de oscilație, f_0, se schimbă în mod continuu valorile I_1, I_2 și în trepte decadice capacitorul C. Modificarea pragurilor V_{p1} și $-V_{p2}$ nu este permisă, deoarece duce la variația amplitudinii tensiunii triunghiulare, fapt ce ar împiedica formarea ulterioară a tensiunii sinusoidale. Capacitoarele fixe C, pot atinge valori de 10—20 μF, corespunzînd la frecvențele minime generate; în acest scop se folosesc capacitoare de calitate (cu policarbonat, polipropilen) cu o bună stabilitate, asigurîndu-se astfel precizia și stabilitatea frecvenței de oscilație. În plus capacitorul C trebuie să prezinte o rezistență de pierderi în paralel, foarte mare; în caz contarr, la joasă frecvență coeficientul δ_n [v. relația (5.56)] crește foarte mult, afectînd liniaritatea tensiunii triunghiulare și etalonarea inițială (frecvența reală va fi mai mică decît valoarea indicată). La înaltă frecvență duratele fronturilor circuitului bistabil nu se mai pot neglija față de perioada de oscilație și se adaugă la valoarea ideală; ca atare perioada reală de oscilație crește în comparație cu valoarea etalonată. Pentru a neutraliza acest fenomen se introduc corecții care să reducă perioada ideală.

Rețeaua de formare a tensiunii sinusoidale. În fig. 5.23 *a*, *b* sînt reprezentate rețeaua de formare a tensiunii sinusoidale v_s și respectiv mecanismul de limitare. Schema din fig. 5.23, *a* se conectează prin intermediul unui repetor la o tensiune triunghiulară (de exemplu v_c din fig. 5.22 *a*), simetrică ($T_1 = T_2$). Diodele D_1, $D_2 \ldots D_n$ și D'_1, D'_2, $\ldots D'_n$ servesc la formarea pulsurilor sinusoidale pozitive ($v_c > 0$) și respectiv negative ($v_c < 0$). Grupurile de cîte două rezistențe de precizie, R_{i1} și R_{i2}, R'_{i1} și R'_{i2}, stabilesc praguri a căror depășire în valoare absolută de către tensiunea v_s asigură deschiderea diodelor D_i, D'_i. Pragurile sînt de forma

$$V_i = \frac{R_{i_1} E}{R_{i_1} + R_{i_2}}; \quad V'_i = -\frac{R'_{i_1} E}{R'_{i_1} + R'_{i_2}} \tag{5.61}$$

unde $i = 1, 2, .. n$; $R_{i1} = R'_{i1}$; $R_{i2} = R'_{i2}$; $V_i = V'_i$; $V_1 < V_2 < ... < V_i < ... < V_n$. În situația în care sînt deschise diodele D_1, $D_2 ... D_i$ ($V_i \leqslant v_s < V_{(i+1)}$), se definesc coeficientul de transfer (K_i) și rezistența echivalentă a rețelei de diode (R_i) conform expresiilor

$$K_i = v_s/v_c = R_i/(R_c + R) \tag{5.62}$$

$$1/R_i = \sum_{j=1}^{i} (1/R_{j1} + 1/R_{j2}) \tag{5.63}$$

Din relațiile (5.63) și (5.62) se deduc inegalitățile: $R_1 > R_2 > ... > R_i > ... > R_n$, și respectiv $K_0 = 1 > K_1 > K_2 ... > K_i > ... > K_n$. În fig. 5.23 *b* porțiunile L_0L_1, L_1L_2, L_2L_3 corespund coeficienților $K_0 = 1$ (toate diodele blocate), K_1, K_2. În mod similar vor rezulta expresiile pentru K'_i și R'_i (în situați ia $v_s < 0$), cu exemplificare pentru porțiunile $L'_0L'_1$, $L'_1L'_2$, $L'_2L'_3$.

Datorită modului de limitare descris mai sus, tensiunea triunghiulară (v_c) este atenuată cu atît mai mult cu cît este mai apropiată de valorile extreme, obținîndu-se o undă v_s (formată din segmente de dreaptă) care aproximează o sinusoidă. O rețea cu 24 diode, alimentată cu amplitudini triunghiulare de 10 V, poate furniza tensiuni sinusoidale cu 0,5% distorsiuni [10]. O condiție esențială a funcționării corecte a rețelei din fig. 5.23 *a* constă în menținerea strict constată a amplitudinii V_c a tensiunii v_c, cerință impusă de raporturile precise dintre V_c și V_i sau V'_i. Pentru obținerea unor distorsiuni reduse trebuie

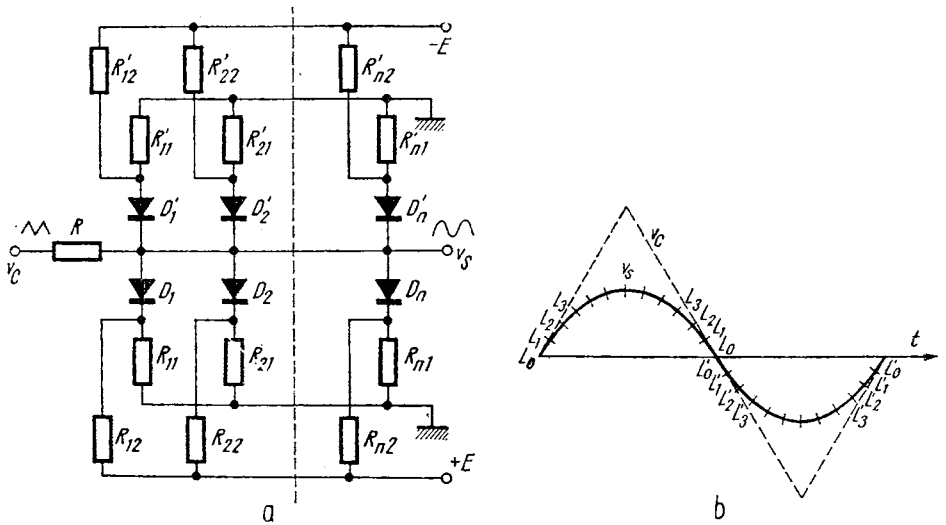


Fig. 5.23. Circuit de formare a tensiunii sinusoidale:
a — schema de principiu; *b* — tensiunea de ieșire

asigurate o bună simetrie și liniaritate pentru tensiunea triunghiulară v_c; la frecvențe înalte unde aceste cerințe sînt îndeplinite mai greu distorsiunile cresc la 3—5% comparativ cu 0,5—1% la frecvențe joase. Coeficientul de distorsiuni neliniare și variația sa cu temperatura sînt cu atît mai mici cu

cît amplitudinea V_c crește, deoarece în acest fel tensiunile de conducție directă ale diodelor ca și rezistențele lor diferențiale devin mai nesemnificative în procesul de limitare, contînd doar rezistoarele pasive. Pentru funcționare la frecvențe mai înalte se folosesc diode de comutație cu capacități mici și timpi de stocare reduși și rezistoare de valoare cît mai mică.

5.3.3. SCHEME BLOC

În fig. 5.24 se prezintă schema bloc uzuală a unui generator de funcții [9, 26], unde s-au făcut notațiile: a_1 — circuit bistabil, cu pragurile date de tensiunile V_{p1} și $-V_{p2}\left(\pm V_B\right.$ fiind valori extreme ale ieșirii circuitului a_1, rezultă $\left.V_{p1} = V_{p2} = V_B \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$; a_2 — integrator Miller; a_3 — amplificator de ieșire; TS — rețea formatoare triunghiular-sinusoidal. Potențiometrul R stabilește frecvența de oscilație (v. relația (5.60)] conform expresiei

$$f_0 = \frac{k_f}{RC}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{5.64}$$

unde k_f este raportul de divizare cu care potențiometrul R_f introduce tensiunea $\pm V_B$ pe integrator. Potențiometrele R_p și R_{of} reglează nivelul și respectiv decalajul (v. secțiunea 5.3.1). Generatorul are de obicei trei ieșiri fixe pentru fiecare formă de undă (separată) și o ieșire cu nivel variabil pentru una din cele trei forme de undă, selectate cu un comutator.

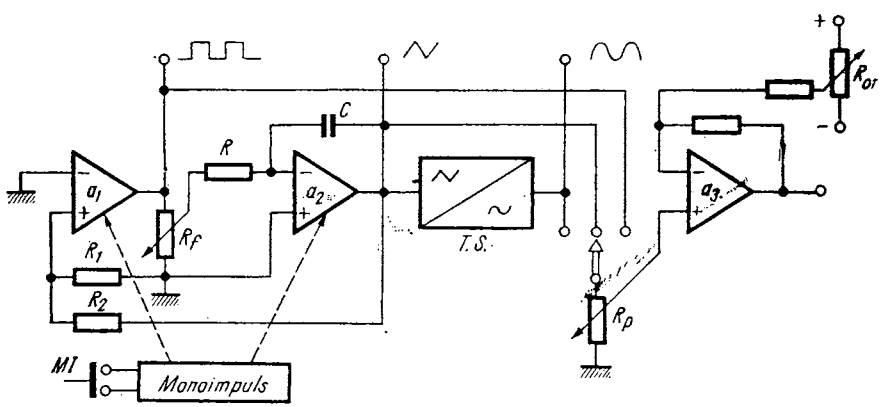


Fig. 5.24. Generator de funcții, schemă bloc.

În multe generatoare, mai ales pentru frecvențe înalte, în locul integratorului se folosesc generatoare de curent constant [22, 26]. Pentru diverse scheme se mai folosesc: circuite cu comparatoare de fază, pentru obținerea a două ieșiri cu defazaj reglabil între ele; circuite de formare a tensiunii sinusoidale cu diode limitînd în mod continuu după caracteristicile statice [22] (soluție

economică); circuite cu reglare automată a simetriei undei triunghiulare, în timp și în amplitudine, pentru obținerea de distorsiuni minime (0,2%) [28]; circuite pentru variația factorului de umplere al tensiunilor dreptunghiulare și triunghiulare [26], etc. Practic, toate generatoarele de funcții [13, 14] au posibilități de vobulare prin modificarea curenților I_1, I_2 [v. relația (5.60)], obținîndu-se (v. secțiunea 5.1.1) valori $K_f'' = 10 - 10^4$. În fig. 5.24 este considerat un circuit notat cu „monoimpuls", care blochează unul din sensurile de transmitere ale reacției pozitive pentru a_1 (de exemplu înseriind o diodă cu R_2), sistemul rămînînd într-o stare stabilă; la comandă manuală, externă, prin apăsarea butonului MI, a_1 basculează în starea instabilă, de unde după trecerea intervalului T_1 revine în starea stabilă, în care rămîne pînă la o nouă comandă. Se formează astfel un singur impuls declanșat extern, ceea ce în cazul tensiunii sinusoidale este o posibilitate inedită.

Pentru o schemă ca cea din fig. 5.24 se indică cîțiva parametri posibili [10 ,13, 14]: domeniul de frecvențe 0,001 Hz — 10 MHz, cu scară liniară și precizie medie 3%; stabilitatea de frecvență 0,1% în 15 minute și 0,2%/°C.; amplitudinea 20 V (vîrf-vîrf), indiferent de forma de undă; tensiunea sinusoidală are coeficientul de distorsiuni neliniare și caracteristica de frecvență maxim 0,5% pentru $f < 100$ kHz și maxim 5% pentru $f > 100$ kHz; tensiunea dreptunghiulară are durata fronturilor maxim 15 ns și factorul de umplere 1/2 sau 1/10; tensiunea triunghiulară are coeficientul de neliniaritate maxim 1% pentru $f < 100$ kHz și maxim 5% pentru $f > 100$ kHz.

BIBLIOGRAFIE

1. L. Strauss, *Wave generation and shaping*, Mc. Graw — Hill, New York, 1970.
2. A. Vătășescu, ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*, București, Ed. Tehnică, 1971.
3. J. Milman, H. Taub, *Pulse digital and switching waveforms*, Mc. Graw-Hill, New-York, 1965.
4. R. Stere, ș.a., *Tranzistoare cu efect de cîmp*, București, Ed. Tehnică, 1972.
5. G. Băjeu, Gh. Stancu, *Generatoare de audiofrecvență*, București, Ed. Tehnică, 1969.
6. G. Băjeu, Gh. Stancu, *Genetracare de radiofrecvență*, București, Ed. Tehnică, 1972.
7. * * * *The Applications Engineering Staff of the SGS Group: The Applications of Linear Microcircuits*, SGS-UK Ltd., Planar House, Milan — Paris — Stuttgart, 1972.
8. L. M. Goldenberg, *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*, București, Ed. Tehnică, 1972.
9. B.M. Oliver, J.M. Cage, *Electronic Measurements and Instrumentation*, Mc Graw-Hill, New-York, 1971.
10. C.F. Jr. Coombs, *Basic Electronic Instrument Handbook*, Mc. Graw-Hill, New York, 1972.
11. R. Andreescu, *Generatoare de semnal*, București, Ed. Tehnică, 1967.
12. * * * „Krohn — Hite Corporation" Catalog 1973.
13. * * * „Hewlett — Packard: *Electronic Instruments and Systems* Catalog 1976.
14. * * * *Test and Measuring Instruments* Catalog 1976 Philips.
15. R. M. Shannon, ș.a., *A Solid State VHF Signal Generation for Today's Exacting Requirements*, Hewlett — Packard Journal, February 1973.

16. * * * *Hochfrequenzoszillatoren mit Schwingkreisen*, Funk — Technik nr. 10—16, 1966.
17. J. C. Reghinot, *Générateurs de fréquences numériques programmables: Les Synthétiseurs*, Electronique Industrielle, nr. 134, 1970.
18. R. E. Owen, *Principles and Applications of RC — Oscillator Synchronization*, Instrument Notes, General Radio Company, 1966.
19. S.K. Das, *Amplitude stabilized low frequency oscillator*, International Journal of Electronics, vol. 33, nr. 4, 1972.
20. * * * *Quartz* — C.E.P.E., Compagne d'Electronique et de Piézoélectricité 1973.
21. M. Pătruțescu, *Diodele tunel și utilizarea lor*, Ed. Academiei R.S.R., București, 1968.
22. H.E. Heflin, *Compact Function Generator with Enhanced Capability/Cost Ratio*, Hewlett-Packard Journal, July 1973.
23. * * * *Advances in RF Measurements using modern Signal Generators 50 Kc — 480 MKc*, Application Note 71, Hewlett — Packard, 1966.
24. R. R. Collison, R. E. Kmetovicz *Calibrated FM, Crystal Stability, and Counter Resolution for a Low — Cost Signal Generator*, Hewlett — Packard Journal, March 1976.
25. R. R. Hay, *Versatile VHF Generator Stresses Low Cost and Portability*, Hewlett Packard Journal, March 1974.
26. R. J. Ridel, D. D. Danielson, *The Dual Function Generator: A Sources of a Wide Variety of Test Signals*, Hewlett — Packard Journal, March 1975.
27. F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*, J. Wiley, New-York, 1966.
28. M. B. Aken, D. K. Deaver, *An Understandable Test Set for Making Measurements on Telephone Lines*, Hewlett-Packard Journal, May 1975.
29. C. Bulucea, ș.a. *Circuite integrate liniare*, București, Ed. Tehnică, 1976.
30. * * * *Low Frequency Phase Shift Measurement Techniques* Application Note 81, Hewlett-Packard.
31. * * * *HP Direct — Type Frequency Synthesizers — Theory, Performance, and Use*, Appli cation Note 96, Hewlett-Packard.
32. R. L. Morris, J. R. Miller, *Proiectarea cu circuite integrate TTL* Ed. Tehnică, București, 1974.

6.

Osciloscopul catodic

Osciloscopul catodic este un aparat de măsurare sau observare, care utilizează unul sau mai multe fascicule electronice pentru a da o reprezentare a valorilor instantanee ale semnalului electric măsurat în funcție de diverse mărimi variabile, dintre care cea mai des întîlnită este timpul. Această reprezentare se realizează pe ecranul unui tub catodic, de unde și numele de osciloscop catodic.

Prin utilizarea de traductoare adecvate se poate realiza reprezentarea dependenței de timp a oricărei mărimi fizice obținîndu-se astfel o lărgire extremă a domeniilor de aplicație.

În general analiza parametrilor semnalului afișat se realizează de către operator, deși există și osciloscoape care pot să realizeze această analiză automat și să comunice rezultatul prin intermediul unui sistem de afișare adecvat sau să-l transmită unui sistem de prelucrare.

Actuala dezvoltare pe care a căpătat-o osciloscopul catodic a făcut ca el să devină un instrument deosebit de versatil care poate realiza un mare număr de măsurări cantitative și calitative și să fie astăzi unul din aparatele electronice cele mai răspîndite atît ca instrument discret cît și ca element component al unui sistem de măsură și control sau ca element component al altor aparate electronice.

Scopul acestui capitol este de a prezenta structura și funcționarea osciloscopului catodic modern.

Capitolul este împărțit în două părți mari. În prima parte paragrafele 6.1 ... 6.3 se dă o descriere de principiu a funcționării, urmată de o justificare a schemelor bloc și o prezentare a unor detalii relative la funcționare. La început se descrie osciloscopul în timp real, apoi osciloscopul cu eșantionare.

Scopul acestei prime părți — destinată în esență *utilizatorilor* de osciloscoape — este de a da o privire generală asupra tipurilor de osciloscoape care să permită înțelegerea funcției (sau funcțiilor) realizate de butoanele de pe panoul osciloscopului, facilitînd astfel atît manipularea corectă și conștientă cît și accesul la manualul de service sau la schemă în cazurile în care este necesară o depanare mai simplă.

A doua parte a capitolului este consacrată descrierii de detaliu și prezentării elementelor și schemelor electronice tipice care realizează funcțiile ilustrate

pe schema bloc. Se asigură astfel o înțelegere mult mai amănunțită calată pe suportul materializării fizice a schemei bloc necesară inginerului proiectant de aparate, inginerului de întreținere etc.

În concordanță cu utilizarea curentă în tot acest capitol se va folosi denumirea mai scurtă de *osciloscop* în loc de *osciloscop catodic*.

6.1. INTRODUCERE

După cum s-a arătat anterior scopul principal al osciloscopului este de a face posibilă vizualizarea dependenței de timp a unui semnal electric. Plecînd de la acest punct de vedere rezultă schema bloc principială a unui osciloscop indicată în figura 6.1.

Pe plăcile * de deflexie verticală — numite și plăci Y — ale unui tub catodic se aplică semnalul de vizualizat y, după ce în prealabil a fost amplificat prin intermediul amplificatorului pe verticală A_Y.

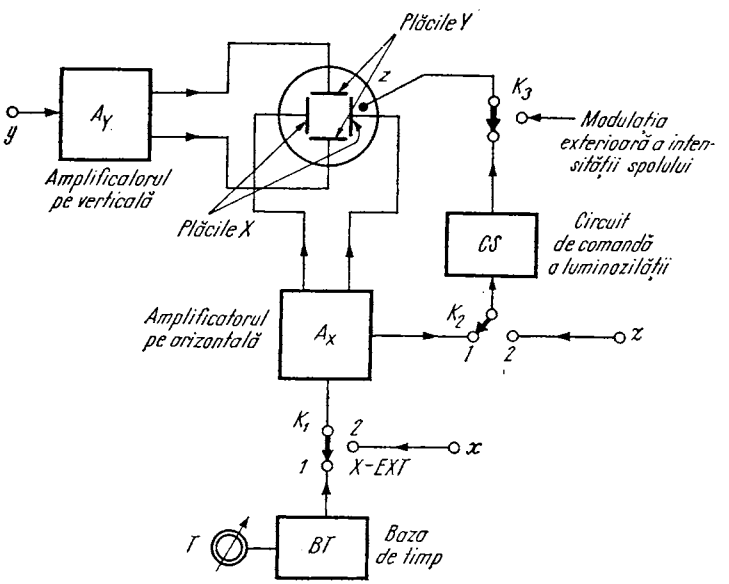


Fig. 6.1. Schema bloc principală a unui osciloscop.

Pe plăcile de deflexie orizontală — numite și plăci X — se aplică un semnal proporțional cu timpul t, pe ecranul tubului catodic apărînd astfel dependența $y(t)$.

* În tot acest capitol se tratează numai osciloscoapele care utilizează tuburi catodice cu deflexie electrostatică, deoarece constituie echipamentul tipic cel mai răspîndit.

Semnalul proporțional cu timpul se numește *baza de timp* și este produs de generatorul bazei de timp BT și amplificat la nivelul necesar de amplificatorul pe orizontală A_X.

Tensiunea bazei de timp are forma tipică prezentată în figura 6.2, formă care justifică denumirea foarte răspîndită de *tensiune în dinți de fierăstrău.* Se identifică în figură porțiunea crescătoare — *cursa directă* în care spotul

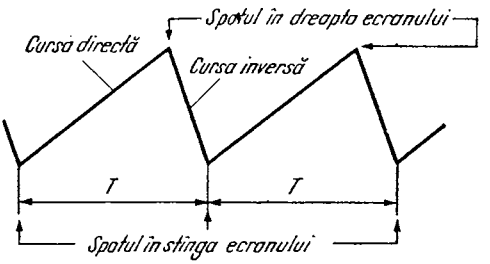


Fig. 6.2. Baza de timp.

parcurge ecranul de la stînga la dreapta — și porțiunea descrescătoare (mult mai scurtă în timp) — *cursa inversă* în care spotul descrie o mișcare de la extremitatea dreaptă la extremitatea stîngă a ecranului.

Vizualizarea dependenței $y(t)$ se realizează în timpul cursei directe. În timpul cursei inverse prin intermediul unui circuit comandat de generatorul bazei de timp spotul este stins.

Acest circuit este comun tuturor tipurilor de osciloscoape. În cele ce urmează, pentru simplitate, el nu va mai fi menționat explicit pe scheme, prezența sa subînțelegîndu-se.

Trebuie observat că dependența tensiune-timp pentru cursa directă trebuie să fie cît mai apropiată de una liniară, în timp ce neliniaritățile dependenței tensiune-timp pentru cursa inversă sînt neesențiale, singurul lucru important fiind durata ei cît mai mică.

Din descrierea dată funcționării pe baza acestei scheme bloc rezultă că pe ecranul osciloscopului imaginea va fi stabilă numai în cazul în care perioada T a bazei de timp este egală sau este un multiplu al perioadei semnalului vizualizat. Pentru abateri mici de la această egalitate imaginea se mișcă lent spre stînga sau spre dreapta în funcție de sensul abaterii, iar pentru abateri mari imaginea devine incoerentă.

Pentru a se obține condiția de egalitate expusă anterior se acționează asupra frecvenței bazei de timp prin intermediul unui buton de pe panoul frontal pînă în momentul în care se obține o imagine stabilă.

Este evident că structura de osciloscop prezentată în figura 6.1. permite și vizualizarea dependenței $y(x)$ dintre două semnale y și x, prin trecerea comutatorului K_1 în poziția 2 (v. fig. 6.1). Această poziție este marcată de obicei pe panoul frontal prin „$X-EXT$".

Relativ la funcționarea acestui tip de osciloscop trebuie făcută observația că între fiecare punct al imaginii de pe ecran și fiecare valoare a semnalului

vizualizat există o dependență biunivocă. De aceea acest tip de osciloscop se mai numește și *osciloscop în timp real* spre a-l deosebi de *osciloscopul cu eșantionare* (osciloscopul sampling) la care dependența biunivocă menționată mai sus nu mai există.

În continuare datorită deosebirilor de principiu de funcționare și schemă bloc cele două tipuri de osciloscoape se vor trata separat insistîndu-se asupra elementelor caracteristice fiecărui tip.

6.2. OSCILOSCOPUL ÎN TIMP REAL

6.2.1. SCHEMA BLOC TIPICĂ

O perfecționare a schemei din figura 6.1 o constituie sincronizarea bazei de timp chiar de către semnalul de vizualizat (v. fig. 6.3) obținîndu-se astfel o imagine stabilă chiar dacă perioada bazei de timp sau perioada semnalului suferă mici variații în timp.

Dezavantajul tuturor schemelor prezentate pînă acum se poate pune în evidență considerînd un semnal ca cel din figura 6.4, *a*. Evident, pe ecranul osciloscopului imaginea va arăta ca în figura 6.5, *a* corespunzătoare bazei de timp autooscilante (v. fig. 6.4, *b*). Se observă că parametrii semnalului util — impulsul — sînt practic imposibil de determinat.

Eliminarea acestui dezavantaj se realizează făcînd baza de timp *declanșată*. În acest caz baza de timp nu mai este autooscilantă ci este pornită chiar de semnalul de vizualizat, de exemplu în cazul din figura 6.4, *c* de frontul anterior al impulsului de comandă. Baza de timp „așteaptă" comanda de

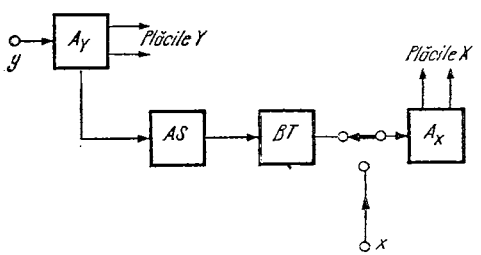


Fig. 6.3. Sincronizarea bazei de timp: A_Y — amplificatorul pe verticală, AS — amplificator de sincronizare, BT — baza de timp, A_X — amplificatorul pe orizontală.

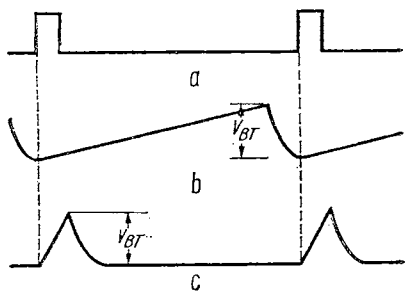


Fig. 6.4. Relația în timp între semnalul aplicat la intrare (*a*) și baza de timp autooscilantă (*b*) sau baza de timp declanșată (*c*).

pornire de la semnalul de vizualizat și din această cauză pe ecranul osciloscopului nu se va vedea din partea inițială a semnalului o porțiune a cărei mărime este dată de timpul necesar pentru comanda și pornirea bazei de timp (ca ordin de mărime, acest timp este de 0,1 μs). Baza de timp are aspectul din figura 6.4, *c*. Se observă că are aceeași amplitudine ca și în cazul *b*, asi-

gurînd aceeași deplasare pe orizontală a spotului, însă o durată mult mai mică, imaginea de pe ecran avînd aspectul din figura 6.5, *b*.

Eliminarea faptului că o porțiune inițială din semnal nu apare pe ecran (de exemplu în figura 6.5, *b* nu se vede frontul anterior al impulsului) se face introducînd în calea semnalului — de obicei în amplificatorul pe verticală înaintea etajului final — o linie de întîrziere, care întîrzie semnalul cu puțin

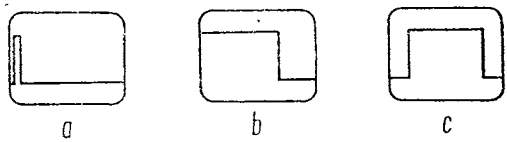


Fig. 6.5. Imaginea pe ecranul osciloscopului corespunzătoare semnalului din figura 6.4, *a*:
a — baza de timp autooscilantă; *b* — baza de timp declanșată; *c* — baza de timp declanșată și linie de întîrziere în amplificatorul pe verticală.

mai mult decît timpul necesar pentru pornirea bazei de timp. Imaginea care se obține în acest caz are aspectul — pentru exemplul considerat anterior — dat în figura 6.5, *c*.

Acest sistem cu bază de timp declanșată are avantajul că asigură o imagine foarte stabilă chiar pentru variații mari ale perioadei semnalului. Totodată imaginea umple convenabil ecranul, extinderea imaginii putînd fi ușor realizată prin modificarea duratei bazei de timp, lăsînd însă amplitudinea ei neschimbată.

Cele spuse pînă acum conduc la schema bloc tipică a unui osciloscop în timp real, indicată în figura 6.6.

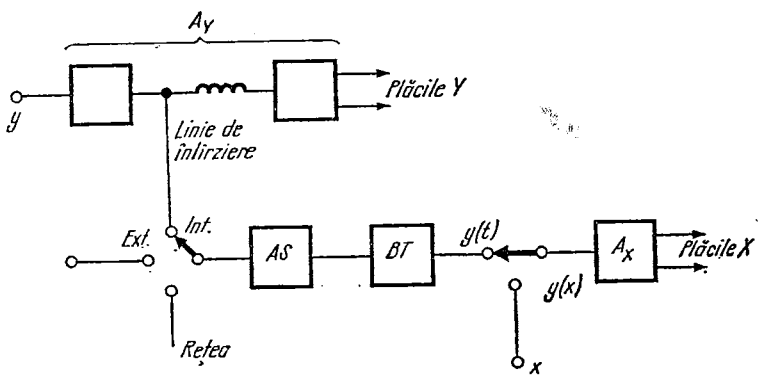


Fig. 6.6. Schema bloc tipică a unui osciloscop în timp real.

În ceea ce privește terminologia folosită trebuie arătat că termenul curent utilizat pentru declanșarea bazei de timp este *sincronizarea bazei de timp*. Din această cauză în tot restul capitolului se va utiliza termenul de sincronizare. Confuzii cu adevărata bază de timp sincronizată nu sînt posibile deoarece astăzi nu mai există practic decît osciloscoape cu baza de timp declanșată.

6.2.2. SISTEMUL DE DEVIAȚIE PE VERTICALĂ

a. O schemă bloc generală este indicată în figura 6.7. Se observă existența unui atenuator care trebuie să fie calibrat și compensat cu frecvența și care permite reglajul în trepte al coeficientului de deviație verticală. Reglajul continuu al coeficientului de deviație verticală se realizează în partea de amplificator care precede etajul final. Tot în acest amplificator se face și reglajul poziției spotului prin modificarea componentei de c.c.

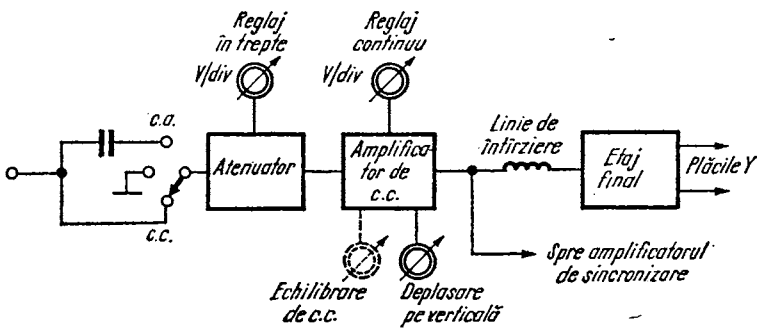


Fig. 6.7. Schema bloc generală a sistemului de deviație pe verticală.

În general acest reglaj oferă posibilitatea poziționării spotului pe o distanță echivalentă cu înălțimea a 3 ecrane.

Deoarece tot amplificatorul pe verticală este de c.c. o problemă foarte importantă o constituie, mai ales pentru scările cu sensibilitate mare, deriva de tensiune a amplificatorului care se manifestă prin variația lentă a poziției verticale a spotului pe ecran. Totodată la schimbarea scărilor de sensibilitate poziția spotului se modifică.

Combaterea acestor efecte se poate face manual — prin scurtcircuitarea intrării și reglarea poziției spotului din butonul de echilibrare în c.c — la

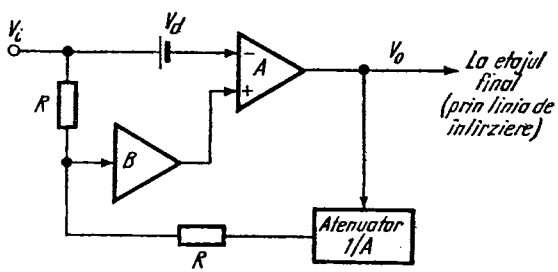


Fig 6.8. Schema circuitului de compensare automată a derivei.

modele mai vechi — sau automat la modele mai noi (la care deci butonul de echilibrare lipsește). Compensarea automată a derivei se realizează în etajele prefinale. O schemă bloc, [6], a sistemului utilizat în osciloscopul Philips *PM* 3250 este indicată în figura 6.8, unde V_i este semnalul de intrare, V_d

tensiunea echivalentă de drift, A amplificatorul și B un amplificator cu derivă neglijabilă (de exemplu stabilizat cu chopper). Se poate arăta că la ieșire se obține

$$V_0 = -A\left[V_i + \frac{V_d}{1 + B/2}\right],$$

deci o reducere de $1 + B/2$ ori a derivei.

b. Multe aplicații impun vizualizarea simultană pe ecranul osciloscopului a două sau mai multe mărimi. O soluție posibilă este realizarea unui tub catodic cu două tunuri electronice și deci cu două spoturi. Această soluție prezintă unele incoveniente legate de focalizarea mai proastă a spoturilor și de aceea se preferă în marea majoritate a cazurilor o altă soluție bazată pe folosirea unui comutator electronic. Acest comutator electronic realizează comutarea între intrările osciloscopului și plăcile de deflexie obținîndu-se pe ecran imaginile corespunzătoare semnalelor aplicate la intrări.

Sînt posibile două moduri de lucru: primul în care semnalele apar pe ecranul osciloscopului *alternat* (succesiv în timp, conectarea și deconectarea canalelor avînd loc la sfîrșitul cursei directe a fiecărui baleiaj) și al doilea în care spotul este *comutat* cu o frecvență fixă între cele două canale, imaginile care apar pe ecran fiind compuse dintr-o succesiune de puncte; această discontinuitate este practic nesesizată în condiții normale.

Alegerea unui anumit mod de lucru pe verticală (COMUTAT sau ALTERNAT) se realizează de obicei de către operator, prin intermediul unui buton accesibil pe panoul frontal.

Modul de lucru ALTERNAT se utilizează pentru semnale de frecvență înaltă pentru care durata bazei de timp este mult mai mică decît timpul de remanență al tubului catodic.

Modul de lucru COMUTAT devine util pentru frecvențe mici la care efectul de pîlpîire a imaginii (pentru modul alternant) devine supărător. În general există două sau trei game ale bazei de timp în care cele două moduri de lucru sînt la fel de convenabile.

În mod uzual se lucrează cu două canale notate de obicei A și B.

În principiu dispunînd de două canale este posibil ca să se obțină și semnalul diferențial $A - B$. Caracteristicile principale ale realizării diferențiale a amplificatorului pe verticală sînt o amplificare diferențială cît mai mare, un factor de rejecție al modului comun cît mai mare și uniform în toată banda și o gamă largă de variație a semnalului de mod comun.

În funcție de realizarea concretă a amplificatorului pe verticală pe ecranul osciloscopului se poate vizualiza de exemplu: numai A, *numai* B, $A + B$, A și B *alternativ*, A și B *comutat*. În enumerarea anterioară s-au indicat numai modurile de lucru întîlnite uzual: desigur sînt posibile și alte funcții dintre care se menționează $A \times B$ (*multiplicare*).

Un exemplu de realizare a amplificatorului pe verticală se dă în figura 6.9 (osciloscopul Philips *PM* 3250). Pe figură sînt indicate şi combinaţiile care se pot vizualiza cu ajutorul acestei scheme.

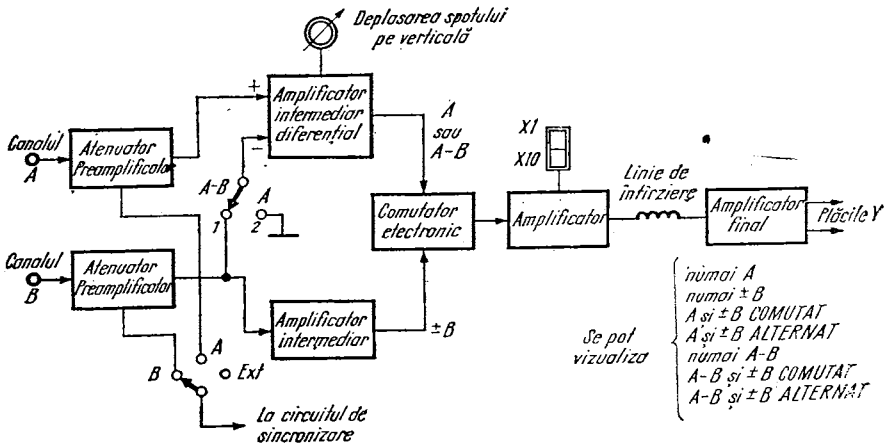


Fig. 6.9. Schema bloc a amplificatorului pe verticală la osciloscopul *PM* 3250.

6.2.3. SISTEMUL DE DEVIAŢIE PE ORIZONTALĂ

Sistemul de deviaţie pe orizontală cuprinde circuitele de sincronizare şi circuitele bazei de timp propriu-zise.

a. Schema bloc a unui sistem de deviaţie pe orizontală uzual întîlnit la osciloscoapele moderne este indicată în figura 6.10.

Sincronizarea se poate face utilizînd fie o sursă internă de semnal, fie una externă, fie reţeaua. Amplificatorul semnalului de sincronizare se reali-

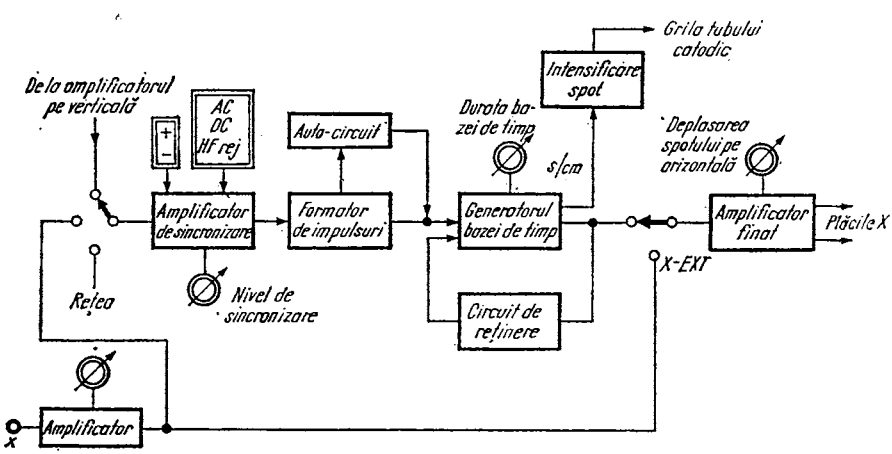


Fig. 6.10. Schema bloc a sistemului de deviaţie pe orizontală.

zează astfel ca să permită mai multe moduri de lucru: sincronizarea cu frontul pozitiv sau negativ, cuplaj în c.a., cuplaj în c.c, rejecția semnalelor de înaltă frecvență etc. De asemenea se prevede de obicei și un *control al nivelului de sincronizare*. Utilitatea acestui control se poate înțelege urmărind semnalul particular indicat în figura 6.11. În figura 6.11, *a* nivelul de sincronizare are

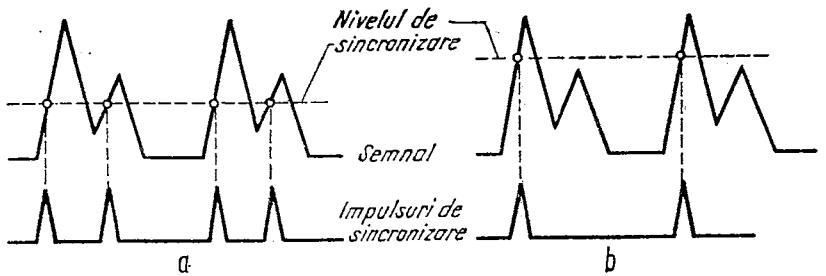


Fig. 6.11. Efectul variației nivelului de sincronizare:
a — nivelul de sincronizare prea mic, declanșare dublă a bazei de timp; *b* — nivelul de sincronizare suficient de mare pentru o declanșare corectă a bazei de timp.

o astfel de valoare încît se obține o declanșare dublă a bazei de timp ceea ce duce la o imagine suprapusă, neclară. Modificînd nivelul de sincronizare, (v. fig. 6.11, *b*) se obține un singur impuls de declanșare pentru fiecare perioadă a semnalului și imaginea pe ecran devine normală.

În absența semnalului lipsesc și impulsurile de sincronizare ca urmare spotul nu mai apare pe ecran, situație care este incomodă în lucru (de exemplu se poate crede că spotul este în afara ecranului etc.). Pentru a evita această situație în schemă se prevede *un circuit de declanșare automată* (*auto-circuit* în figura 6.10) care funcționează numai în absența semnalului, făcînd ca baza de timp să devină autooscilantă, iar pe ecran să apară o linie orizontală corespunzătoare poziției spotului.

Generatorul de semnal pentru deviația orizontală (generatorul bazei de timp) furnizează amplificatorului final pe orizontală tensiunea în dinți de fierăstrău. Totodată acest generator dă un impuls pe durata cursei directe care aprinde spotul *intensificare spot* în figura 6.10). Principalul reglaj este cel al coeficientului de baleiaj exprimat în timp/cm. Ca ordin de mărime intervalul de variație al bazei de timp se situează de obicei între 5 s/cm și 0,1 μs/cm ... 1 μs/cm limita superioară depinzînd de banda pe care o asigură amplificatorul pe verticală.

Generatorului bazei de timp îi este adăugat și un *circuit de reținere*. Acest circuit are rolul de a bloca posibilitatea de declanșare a bazei de timp imediat după terminarea cursei directe. Blocarea se menține pînă la revenirea în starea inițială a circuitului de temporizare. În acest fel se elimină o sursă importantă de perturbare a imaginii de pe ecran care apare în cazul semnalelor neperiodice (v. fig. 6.12).

De obicei în circuitul de reținere se mai realizează și funcția suplimentară de limitare a amplitudinii bazei de timp.

Unele osciloscoape sînt prevăzute și cu posibilitatea reglării de pe panoul frontal a timpului de reținere permițînd schimbarea perioadei de repetiție a baleiajului și sincronizarea cu semnale multiplu periodice la care nu este posibilă sincronizarea prin schimbarea nivelului de sincronizare (de exemplu o succesiune de impulsuri de amplitudine constantă).

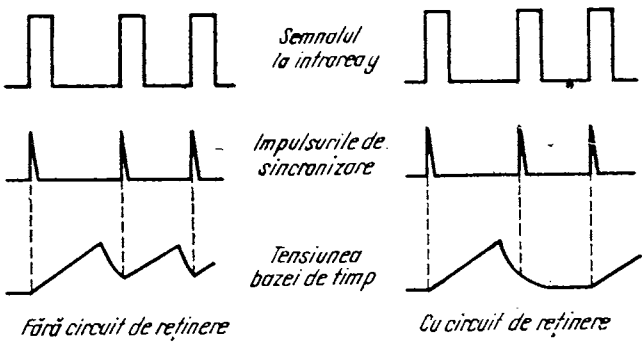


Fig. 6.12. Efectul circuitului de reținere asupra bazei de timp.

b. Sistemul bazei de timp cu întîrzierea impulsurilor de sincronizare. Acest sistem, [3], este prezentat în figura 6.13, indicîndu-se numai părțile care diferă de sistemul prezentat anterior în figura 6.10.

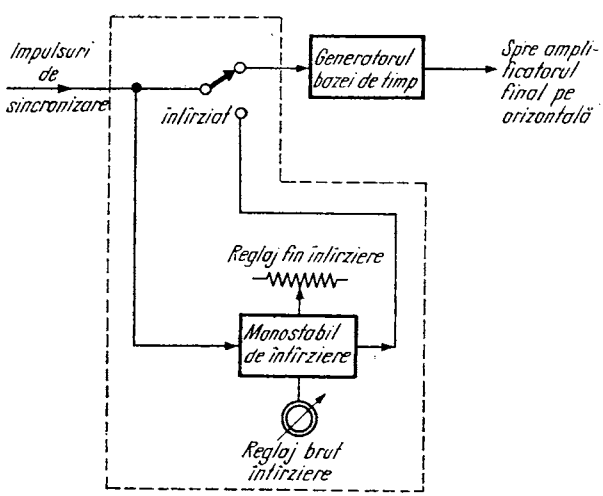


Fig. 6.13. Schema bloc a bazei de timp cu întîrzierea impulsurilor de sincronizare.

În poziția *„normal"* a comutatorului acest sistem funcționează exact la fel ca cel precedent. În poziția „întîrziat" impulsul de declanșare este întîrziat cu ajutorul unui monostabil pe o durată reglabilă, determinată de operator.

Prin reglajul întîrzierii se alege momentul din semnal la care pornește baza de timp, iar apoi prin comutarea bazei de timp spre valori mari ale vitezei se obține mărirea detaliului ales din semnal pe tot ecranul.

Deși în multe cazuri acest sistem este satisfăcător, el prezintă două dezavantaje importante. Primul este dat de localizarea greoaie a detaliului

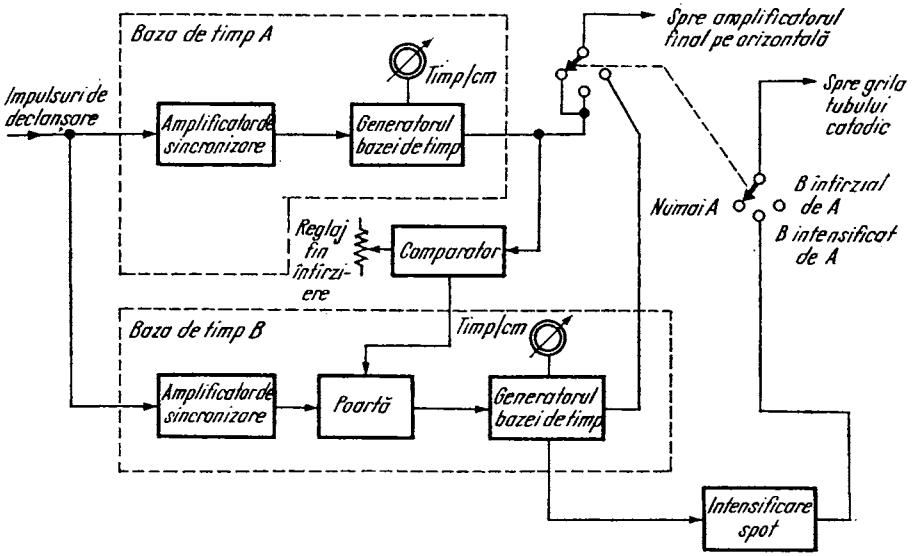


Fig. 6.14. Schema bloc a bazei de timp întîrziate.

din semnal, iar al doilea de faptul că în cazul în care se utilizează măriri mari imaginea devine instabilă din cauza instabilității date de momentul sosirii impulsului de declanșare și a instabilității timpului de întîrziere.

c. Sistemul cu bază de timp întîrziată. Acest sistem, [3], este prezentat în figura 6.14. Se observă că există două baze de timp notate *A* și *B*. Osciloscopul funcționează cu baza de timp *A* în modul obișnuit descris de exemplu mai înainte la punctul *a*. Baza de timp *B* este baza de timp *întîrziată*.

Ieșirea bazei de timp *A* se aplică și pe o intrare a unui comparator care are pe cealaltă intrare o tensiune de c.c variabilă (de exemplu prin intermediul unui potențiometru cu mai multe ture accesibil pe panoul frontal). Acest comparator realizează o întîrziere variabilă în funcție de nivelul tensiunii de c.c comandînd o poartă care permite accesul impulsurilor de declanșare la generatorul bazei de timp *B*.

Sînt posibile trei moduri de lucru:

● *„numai A"*. În acest caz se obține o funcționare ca a unui osciloscop obișnuit (v. fig. 6.15);

● *„A intensificat de B"*. Baza de timp *A* servește pentru vizualizarea semnalului, iar pe toată durata bazei de timp *B* spotul este intensificat. Întîrzierea se reglează astfel ca porțiunea intensificată a spotului să acopere detaliul ce urmează a fi examinat;

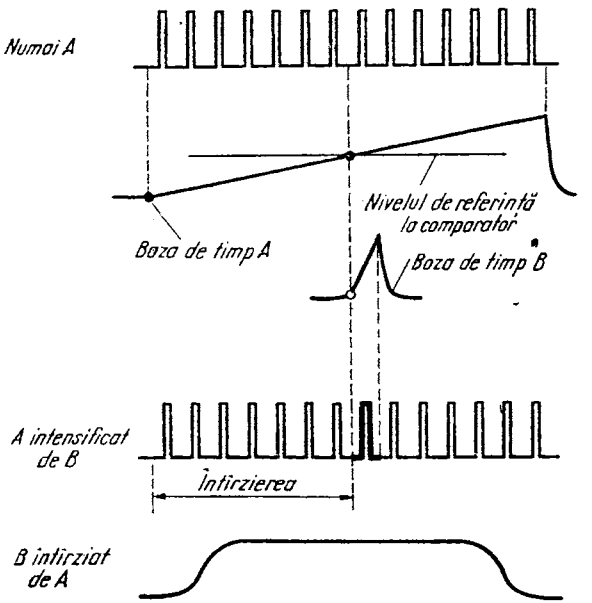


Fig. 6.15. Imaginea pe ecranul osciloscopului pentru cele trei moduri posibile de lucru ale bazei de timp întîrziate.

● *„B întîrziat de A"*. Baza de timp *B* servește pentru vizualizare. Pe ecran apare mărit detaliul ales în etapa anterioară.

În comparație cu sistemul cu întîrzierea impulsului de declanșare, acest sistem cu baza de timp întîrziată are avantajul că permite o identificare și alegere comodă a detaliului de examinat. Problemele legate de instabilitatea imaginii la măriri mari rămîn în continuare, fiind generate ca și în cazul anterior de instabilitatea momentului sosirii impulsului de declanșare și de cea a intervalului de întîrziere.

d. Sisteme cu comutarea bazelor de timp, [8]. De multe ori este util să se vizualizeze simultant atît versiunea „lentă" a semnului — corespunzltoare bazei de timp *A* — cît și versiunea „rapidă" — corespunzătoare de timp *B*.

O soluție pentru această problemă o constituie comutarea sistemului de deflexie pe orizontală alternativ între cele două baze de timp, simultan fiind realizată și o separare pe verticală a celor două imagini (v. fig. 6.16). Un dezavantaj al acestui sistem îl contituie faptul că la măriri mari semnalul vizualizat pe baza de timp *B* este mult mai puțin luminos în comparație cu cel vizualizat pe baza de timp *A*.

În cadrul acestei soluții trebuie observat că în cazul în care osciloscopul este prevăzut cu două canale pe verticală, pe ecran se vor putea vizualiza patru imagini.

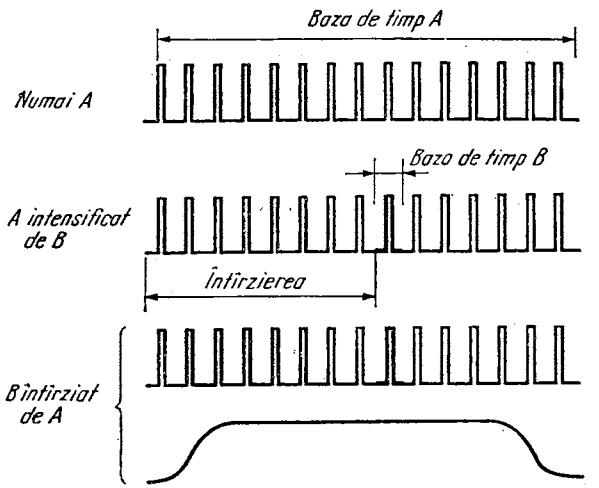


Fig. 6.16. Imaginea pe ecranul osciloscopului corespunzînd modurilor de lucru pentru un sistem cu comutarea bazelor de timp.

O altă soluție a problemei vizualizării simultane o constituie sistemul în care cele două baze de timp (lentă și rapidă) se mixează (v. fig. 6.17). În acest caz semnalul se vizualizează cu baza de timp A pînă în momentul în care începe baza de timp B. Din acest moment vizualizarea se face cu baza de timp B.

e. Sisteme cu două baze de timp, [7]. La aceste sisteme există două baze de timp independente, A și B. Modurile de lucru care intervin suplimentar față de cele descrise la sistemele anterioare sînt în acest caz următoarele:

- *fie A, fie B*, imaginea de pe ecran fiind vizualizată independent de modul de lucru pe verticală fie numai cu baza de timp A, fie numai cu baza de timp B;
- A și B *alternat*; semnalele se vizualizează alternativ utilizînd bazele de timp A și B, pe ecran apărînd două imagini fie a două semnale diferite fie ale aceluiași semnal încă cu alte scări de timp. Semnalul corespunzător bazei de timp rapide, B, va fi mai puțin luminos;

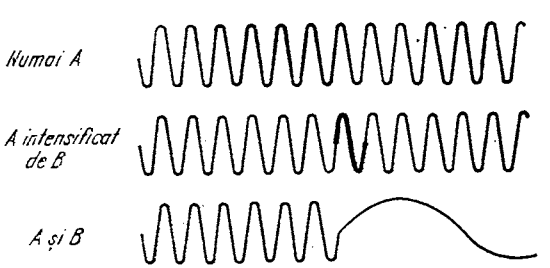


Fig. 6.17. Imaginea pe ecranul osciloscopului corespunzînd modurilor de lucru pentru un sistem cu mixarea bazelor de timp.

● *A* și *B comutat*; în acest caz se comută sistemul de deflexie pe orizontală (cu o frecvență de ordinul 100 ... 500 kHz) între cele două baze de timp, eliminîndu-se astfel diferența de luminozitate între cele două imagini care apărea în cazul *A* și *B alternativ*.

6.3. **OSCILOSCOPUL CU EȘANTIONARE** (osciloscopul Sampling)

6.3.1. PRINCIPIILE DE BAZĂ ALE OSCILOSCOPULUI CU EȘANTIONARE [2], [4], [5].

Deși scopul final al osciloscopului cu eșantionare este identic cu cel al osciloscopului în timp real — vizualizarea dependenței de timp a unui semnal electric — principiul său de funcționare este complet diferit.

În cazul explorării unui semnal prin eșantionare, din semnalul respectiv se extrag eșantioane la diferite intervale de timp.

Semnalul original este apoi reconstituit afișînd aceste eșantioane sau o mărime proporțională cu ele la intervale proporționale cu poziția punctului de pe semnal în care s-a făcut eșantionarea.

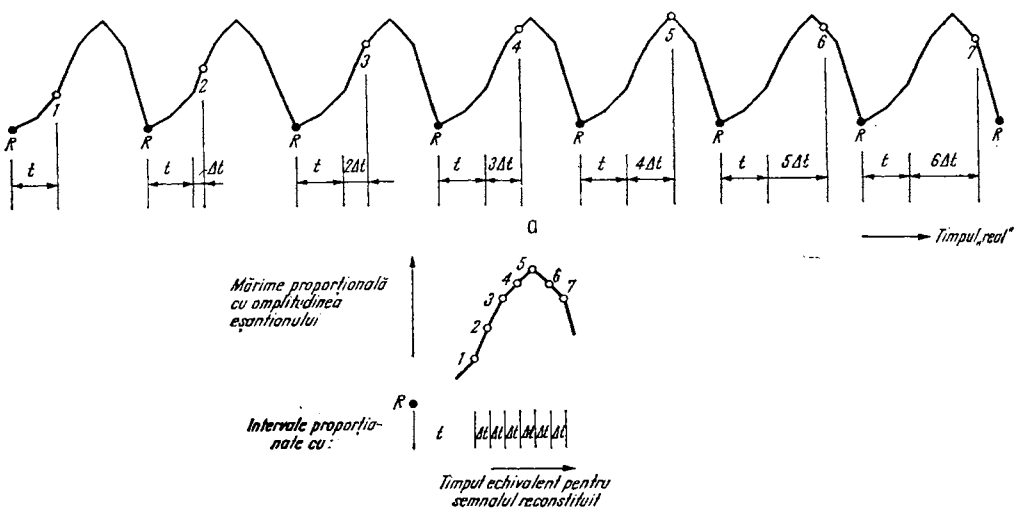


Fig. 6.18. Eșantionarea unui semnal:
a — Explorarea semnalului prin eșantionare; *b* — Reconstituirea semnalului eșantionat.

În figura 6.18 se descrie, pentru cazul unui semnal particular, explorarea unui semnal prin eșantionare (fig. 6.18, *a*) și reconstituirea sa (fig. 6.18, *b*). Se observă că există un punct de referință *R*, față de care primul eșantion se plasează la un interval de timp oarecare, iar apoi toate celelalte eșantioane

(2, 3, ... , 7) la intervale de timp liniar crescătoare, pînă la explorarea completă a semnalului *.

Din analiza figurii 6.18 se constată că scara de timp a semnalului reconstituit diferă ** de scara de timp a semnalului original fiind mult mai mare (în exemplul din figura 6.18 din considerente grafice doar de 6 ori mai mare, în realitate deosebirea fiind de ordine de mărime) sau, ceea ce este echivalent, frecvența semnalului reconstruit este mult mai mică decît frecvența semnalului original.

Această translație a domeniului de frecvență a semnalului este principalul avantaj al tehnicii de eșantionare, deoarece odată eșantionarea realizată, prelucrarea și afișarea semnalului obținut se pot face pe un sistem de osciloscopie de frecvență relativ joasă.

Tehnica de eșantionare introdusă în domeniul realizării de osciloscoape a împins performanțele de frecvență ale acestora în domeniul 1 ... 18 GHz, domeniu inaccesibil în momentul de față osciloscoapelor în timp real din cauza limitărilor impuse în principal de amplificatorul pe verticală și de tubul catodic.

Analiza figurii 6.18, *b* arată că semnalul reconstituit pe ecranul osciloscopului este un semnal discontinuu format dintr-o succesiune de puncte. Deoarece fiecare punct corespunde unui eșantion rezultă că mărirea rezoluției semnalului reconstruit implică mărirea numărului de eșantioane deci micșorarea intervalului Δt.

În încheiere trebuie făcută observația că, așa cum rezultă de altfel și din prezentarea principiilor de bază ale osciloscopului cu eșantionare, *aplicarea sa este limitată numai la vizualizarea semnalelor repetitive* (aici s-a utilizat cuvîntul repetitive și nu periodice tocmai pentru a pune în evidență faptul că perioada de repetiție a semnalului poate să nu fie constantă, așa cum s-a presupus de exemplu în figura 6.18 pentru ușurința expunerii).

6.3.2. SCHEMA BLOC DE PRINCIPIU A OSCILOSCOPULUI CU EȘANTIONARE

Din cele arătate în paragraful anterior rezultă că un osciloscop cu eșantionare trebuie să conțină în mod obligatoriu următoarele părți:

a. un circuit care să producă o referință de timp (în figura 6.18 punctul *R*), referință extrasă chiar din semnal;

b. un circuit care să extragă eșantionul din semnal, să-l memoreze și să-l afișeze pe tubul catodic pînă la extragerea eșantionului următor;

c. un circuit care să deplaseze spotul orizontal proporțional cu poziția punctului de eșantionare pe semnal.

---

* Modul de explorare a semnalului face ca acest tip de eșantionare să fie numită *eșantionare secvențială*. În cele ce urmează se va utiliza numai termenul simplu de eșantionare subînțelegîndu-se, dacă nu se menționează altfel, că este vorba de eșantionarea secvențială.

** Această deosebire între scările de timp justifică și denumirea de osciloscop în timp real dată osciloscoapelor descrise pînă acum în acest capitol.

Circuitul care realizează funcţia *a* este *circuitul de sincronizare*, cel care realizează funcţia *b* — *circuitul de deviaţie pe verticală* compus din poarta de eşantionare şi amplificatorul pe verticală şi cel care realizează funcţia *c* — *circuitul de deviaţie pe orizontală* sau cu un termen generic baza de timp.

Punînd la un loc toate aceste părţi rezultă schema bloc de principiu a unui osciloscop cu eşantionare, indicată în figura 6.19.

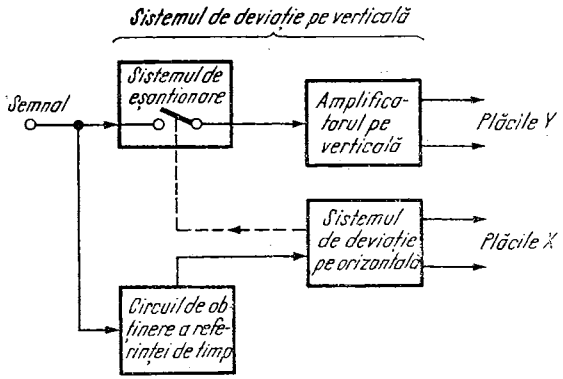


Fig. 6.19. Schema bloc de principiu a unui osciloscop cu eşantionare.

Poarta de eşantionare realizează funcţia unui întrerupător care se închide pentru un timp foarte scurt, memorarea semnalului realizîndu-se de exemplu pe capacitatea de intrare a amplificatorului.

Atît funcţionarea porţii de eşantionare cît şi a bazei de timp este comandată de semnalele care rezultă din blocul de obţinere a referinţei de timp.

6.3.3. POARTA DE EŞANTIONARE

În cadrul expunerii din acest paragraf poarta de eşantionare se consideră ca fiind un întrerupător comandat care lucrează fără inerţie.

Realizarea propriu-zisă a porţii de eşantionare este tratată în detaliu în paragraful 6.6.4.

6.3.4. SISTEMUL DE DEVIAŢIE PE VERTICALĂ

6.3.4.1. SISTEMUL DE EŞANTIONARE

a. O schemă care pare a fi posibilă pentru sistemul de eşantionare este dată în figura 6.20.

Capacitatea *C*, formată din capacitatea de intrare a amplificatorului şi capacitaţile parazite, se încarcă de la sursa de semnal atît timp cît întrerupătorul este închis, iar după deschiderea întrerupătorului memorează valoarea eşantionului deoarece nu mai are pe unde să se descarce. O valoare tipică pentru această capacitate este de ordinul a 2 pF.

Trebuie observat că încărcarea capacității nu se realizează instantaneu, ci cu o constantă de timp dată de

$$\tau = C(R_p + R_c),$$

unde R_p este rezistența porții de eșantionare, iar R_c rezistența circuitului testat.

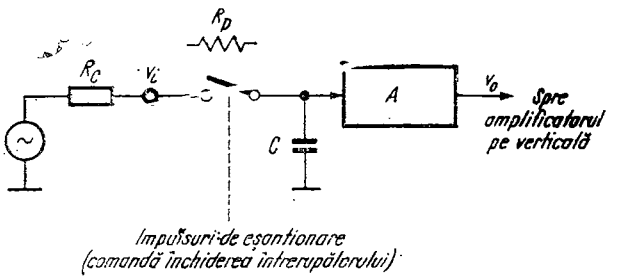


Fig. 6.20. Schemă care pare posibilă pentru sistemul de eșantionare.

Estimarea valorii constantei de timp pentru valorile uzuale ale C, R_p, R_c arată că ea este mult mai mare decît timpul de eșantionare t_e (adică timpul în care comutatorul stă închis).

Rezultă că în timpul eșantionării se va obține o încărcare a capacității C la o valoare aproximativă de numai t_e/τ din valoarea finală *. În general raportul t_e/τ are valori în intervalul 0,01 ... 0,1. Se justifică astfel prezența amplificatorului A, care amplifică semnalul memorat pe capacitate, astfel ca să compenseze încărcarea parțială a capacității.

Acum se poate face observația că este posibil ca valoarea necesară a amplificării A să depindă de circuitul măsurat, dat fiind valorile diferite ale rezistenței pe care le poate avea acesta. Acest lucru se și întîmplă la circuitele de eșantionare care nu au fost proiectate special pentru a fi imune la variațiile introduse de circuitul măsurat.

Pentru a vedea care este deficiența fundamentală a circuitului din figura 6.20 să presupunem următorul exemplu: la intrare se aplică un salt v_i de 1 V, se consideră o încărcare de 10% a capacității pe durata de eșantionare, iar amplificatorul A are o amplificare de 10.

Să determinăm forma tensiunii v_0 la ieșirea din amplificator (v. fig. 6.20).

Eșantioanele se numerotează în ordine *1*, *2*, *3* ... (v. fig. 6.21).

Pentru eșantioanele *1*, *2* condensatorul nu se încarcă deoarece semnalul de la intrare este nul. La eșantionul *3* condensatorul se încarcă cu 0,1 V, iar v_0 devine 1 V. La eșantionul *4* condensatorul se încarcă suplimentar cu 10% din diferența dintre tensiunea de intrare și tensiunea pe condensator, deci

* Raportul dintre mărimea tensiunii la care se încarcă capacitatea și valoarea semnalului de eșantionat, aplicat la intrarea porții de eșantionare se numește *eficiența de eșantionare*.

cu 0,1 (1 − 0,1) = 0,09 V, tensiunea v_0 avînd valoarea 10 (0,1 + 0,09) = 1,9 V. La fel se obțin valorile pentru v_0 indicate în figura 6.21.

Din acest exemplu rezultă că schema propusă în figura 6.20 *nu este bună* și faptul că ea trebuie deci modificată astfel ca înainte de a fi luat un

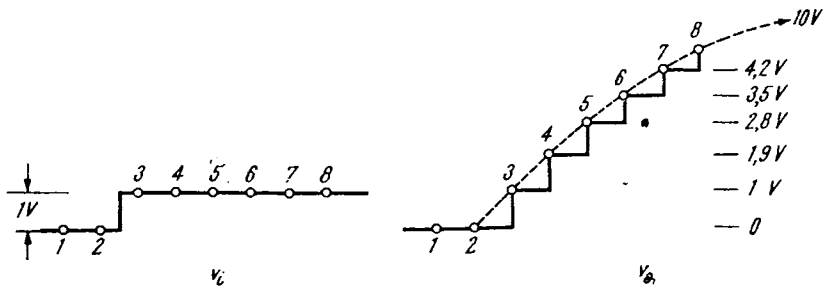


Fig. 6.21. Variația tensiunii de intrare v_i și a tensiunii de ieșire v_0 pentru schema din figura 6.20.

nou eșantion tensiunea pe condensatorul C să fie adusă la nivelul de tensiune corect corespunzător tensiunii de intrare în timpul luării eșantionului precedent.

Schema modificată care funcționează corect este dată în figura 6.22, folosind o reprezentare de principiu *.

Amplificatorul A_1 este un amplificator de c.a. avînd o amplificare egală cu inversul eficienței de eșantionare $A_1 = \tau/t_e$; amplificatorul A_2 este de c.c. cu amplificarea egală cu 1.

Întrerupătoarele K_1 și K_2 se închid simultan. Deschiderea lor nu este însă simultană, K_2 stînd închis un timp de sute de ori mai lung decît K_1.

Condensatorul C se încarcă, pe intervalul de timp cît întrerupătorul K_1 este închis, la valoarea $v_i t_e/\tau$. Condensatorul C_0 se încarcă — ținînd cont

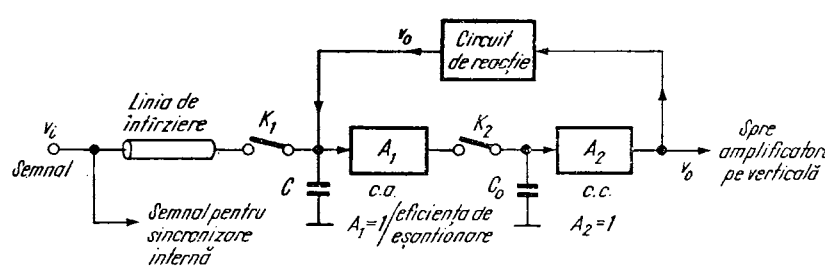


Fig. 6.22. Schema de principiu a sistemului de eșantionare.

* În această schemă apare în mod suplimentar față de schema din figura 6.21 și o linie de întîrziere. Această linie întîrzie semnalul cu intervalul de timp necesar generării primului impuls de eșantionare. Astfel devine posibilă vizualizarea părții din semnal anterioară momentului de referință (moment în care apar impulsurile de sincronizare a bazei de timp).

Această linie de întîrziere este o componentă caracteristică pentru toate sistemele de eșantionare cu excepția celor cu eșantionare aleatoare (pentru detalii vezi paragraful 6.3.6.).

că amplificarea amplificatorului A_1 este τ/t_e — la valoarea v_i, valoare care este memorată pînă la următorul eșantion deoarece descărcarea sa prin rezistența de intrare a amplificatorului A_2 este neglijabilă. Totodată prin bucla de reacție tensiunea pe condensatorul C este adusă la valoarea v_i.

La eșantionul următor pe condensatorul C va apare numai diferența de amplitudine dintre cele două eșantioane succesive. Amplificatorul A_1 fiind de c.a. va sesiza numai variația de tensiune și corespunzător tensiunea de ieșire va urmări tensiunea de intrare. În figura 6.23 se consideră un exemplu presupunînd o eficiență de eșantionare de 10%, amplificarea amplificatorului A_1 egală cu 10 și un semnal de intrare de forma unui salt de 1 volt. Pe figură se mai indică și poziția impulsurilor de comandă ale întrerupătoarelor K_1 și K_2 și a impulsului de aprindere al spotului.

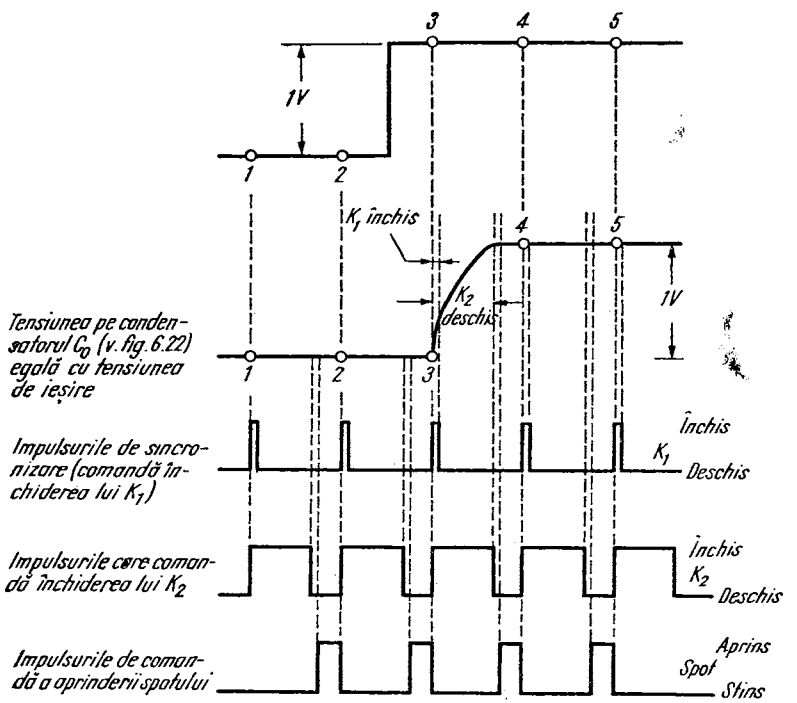


Fig. 6.23. Formele tensiunilor în diverse puncte ale schemei din figura 6.22.

Întrerupătorul K_2 este denumit de obicei *poarta de memorie* iar condensatorul C_0 *condensatorul de memorie.*

b. Amplificarea buclei. Prin amplificarea buclei se înțelege produsul dintre eficiența de eșantionare și valoarea amplificării realizată de amplificatorul A_1. În cazul în care amplificarea buclei diferă de unu, semnalul de

ieșire nu mai urmărește semnalul de la intrare. În figura 6.24 se indică răspunsul la un semnal treaptă pentru valori mai mari și mai mici de unu ale amplificării buclei, considerînd pentru a fixa ideile un exemplu particular ale cărui date reies din figură. Cu linie punctată s-a indicat răspunsul în cazul în care amplificarea buclei este unitară.

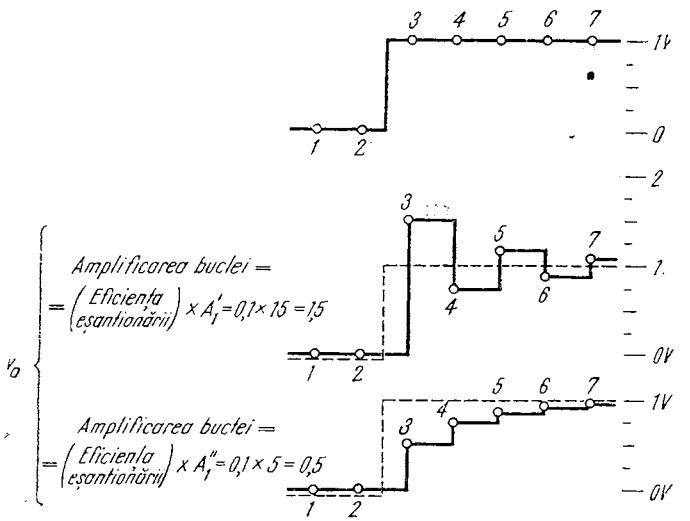


Fig. 6.24. Răspunsul la un semnal treaptă pentru valori ale amplificării buclei diferite de unu.

Se observă că pentru valori ale amplificării buclei mai mari ca unu tensiunea de ieșire prezintă supracreșteri, în timp ce pentru valori mai mic. ca unu tensiunea de ieșire variază mai lent față de cazul ideal în care amplificarea buclei este unu.

Se spune că pentru valori subunitare ale amplificării buclei răspunsul este *netezit.*

În general pentru osciloscoapele sampling este prevăzută o comandă de netezire accesibilă pe panoul frontal. Micșorarea amplificării buclei sub valoarea 1 are două efecte:

1. Amplificarea buclei fiind subunitară punctele care se vizualizează pe ecran reprezintă media unui număr de eșantioane succesive. În acest fel se obține efectul favorabil de reducere a zgomotelor aleatoare. Trebuie observat însă că orice zgomot repetitiv prin natura lui, nu poate fi eliminat, el fiind tratat ca o parte a semnalului.

2. Timpul de creștere măsurat pe ecranul osciloscopului este mai mare decît cel real, ceea ce constituie un efect nefavorabil. Însă, după cum se arată în [5], în cazul în care numărul de puncte (eșantioane) pe frontul vizualizat depășește valoarea 15 nu se constată o deosebire esențială între valoarea timpului de creștere pentru o valoare unitară a amplificării buclei și valoarea sa pentru o valoare de 0,3. În general cu cît numărul de puncte de pe frontul

vizualizat este mai mare cu atît comanda de netezire produce o modificare mai mică a timpului de creștere față de valoarea sa pentru o amplificare unitară a buclei.

În general la schimbarea circuitului de eșantionare sau la schimbarea punctului de măsură pot apare variații ale rezistenței porții, ale timpului de eșantionare și respectiv ale rezistenței interne a circuitului. Oricare din aceste variații determină o modificare a eficienței de eșantionare și ca urmare a valorii amplificării buclei. Pentru toate aceste cazuri se prevedere pe panoul frontal un control din care se poate acționa asupra valorii amplificării amplificatorului A_1 astfel ca amplificarea buclei să devină unitară.

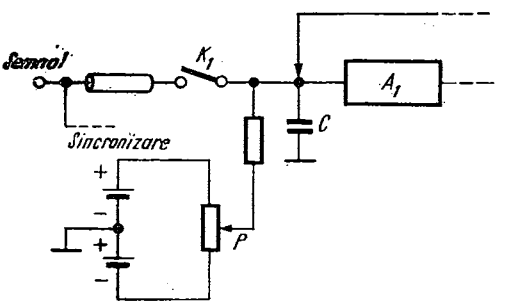


Fig. 6.25. Mărirea semnalului pe verticală prin modificarea nivelului de c.c.

c. Mărirea semnalului pe verticală. Poarta de eșantionare poate lucra în general într-un interval de $\pm$ (1 ... 2) V față de zero. Adăugînd, după cum se indică principial în figura 6.25, o tensiune de c. c. a cărei valoare poate fi controlată de operator, nivelul de zero corespunzător poziției spotului în centrul ecranului nu mai este calat pe zero volți ci pe tensiunea de c. c. existentă pe cursorul potențiometrului P. Semnalul util și această tensiune de decalaj se adună algebric, iar pe ecran apare o imagine corespunzătoare sumei lor.

Presupunînd de exemplu o tensiune de decalaj de $\pm$ 1,6 V o sensibilitate a amplificatorului pe verticală de 10 mV/cm și un ecran de 8 cm rezultă că se vor putea vizualiza detalii corespunzătoare măririi semnalului la dimensiunea echivalentă de $\pm$20 ecrane.

d. Modificarea coeficientului de de deviație a sistemului de eșantionare. Această modificare este posibilă prin introducerea de atenuatoare fie în calea

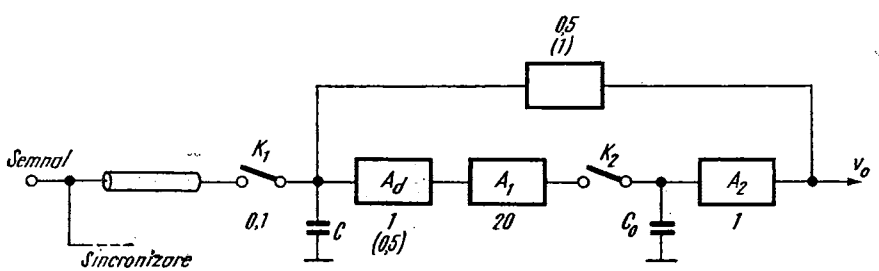


Fig. 6.26. Modul de plasare în buclă a atenuatorului direct (A_d) și invers (A_r) pentru modificarea coeficientului de deviație a sistemului de eșantionare.

de reacție, fie în calea directă (v. fig. 6.26). Atenuatorul A_d se numește *atenuatorul direct,* iar atenuatorul A_r *atenuatorul din reacție.*

Pentru a fixa ideile se consideră în continuare două exemple numerice. În ambele exemple se va lua $A_1 = 20$ și o eficiență de eșantionare de 0,1.

Fie v_i semnalul de intrare care asigură o valoare v_0 semnalului de ieșire pentru $A_d = 0{,}5$ și $A_r = 1$. Se observă că modificînd atenuările de exemplu la $A_d = 1$ și $A_r = 0{,}5$ aceeași valoare v_0 a tensiunii de ieșire se obține pentru o tensiune de intrare $v_i/2$; În al doilea caz se obține deci o mărire a coeficientului de deviație față de primul caz, amplificarea buclei fiind în ambele cazuri unitară și asigurînd deci un răspuns corect.

Pentru a conserva valoarea unitară a amplificării buclei, ambele atenuatoare trebuie modificate simultan în sensuri opuse. Prin modificarea numai a unui singur atenuator, amplificarea buclei nu va mai avea valoarea 1. De exemplu crescînd atenuarea directă, amplificarea buclei devine subunitară și se obține un efect de netezire.

6.3.5. SISTEMUL DE DEVIAȚIE PE ORIZONTALĂ

Din descrierea dată în paragraful 6.3.1 funcționării unui osciloscop cu eșantionare rezultă că semnalul de deviație pe orizontală care se aplică la intrarea amplificatorului pe orizontală va avea forma unei succesiuni de trepte.

Schema bloc de principiu a unui sistem de deviație pe orizontală a unui osciloscop cu eșantionare este dată în figura 6.27. În figura 6.28 se dau diagramele de tensiuni corespunzătoare diverselor puncte din schema bloc.

Din semnalul aplicat la intrare, se formează prin intermediul circuitului de sincronizare, impulsul de sincronizare care constituie totodată și referința de timp (notată R în fig. 6.18 și 6.28).

Modul în care se obține tensiunea în trepte și impulsurile de comandă a porții de eșantionare rezultă direct din urmărirea figurilor 6.27 și 6.28. Impulsul de sincronizare declanșează pornirea unei rampe rapide care este comparată cu tensiunea de la ieșirea unui generator de tensiune în trepte. În momentul realizării egalității celor două tensiuni, comparatorul amorsează generatorul care dă impulsul de eșantionare. Totodată acest generator comandă generatorul tensiunii în trepte, mărind tensiunea de ieșire cu o treaptă.

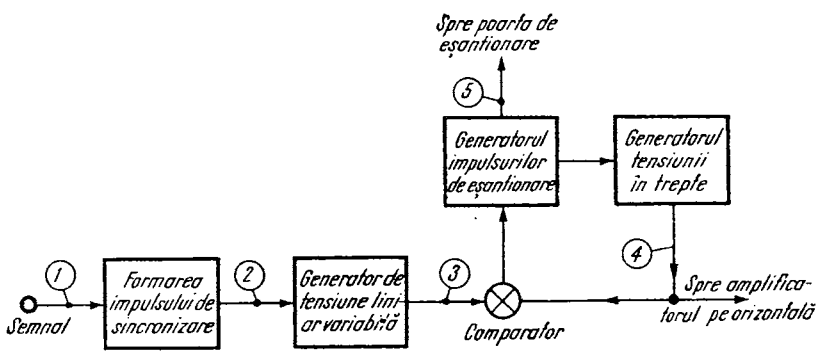


Fig. 6.27. Schema bloc de principiu a unui sistem de deviație pe orizontală (1, 2, ..., 5 corespund cu numerele diagramelor din figura 6.28).

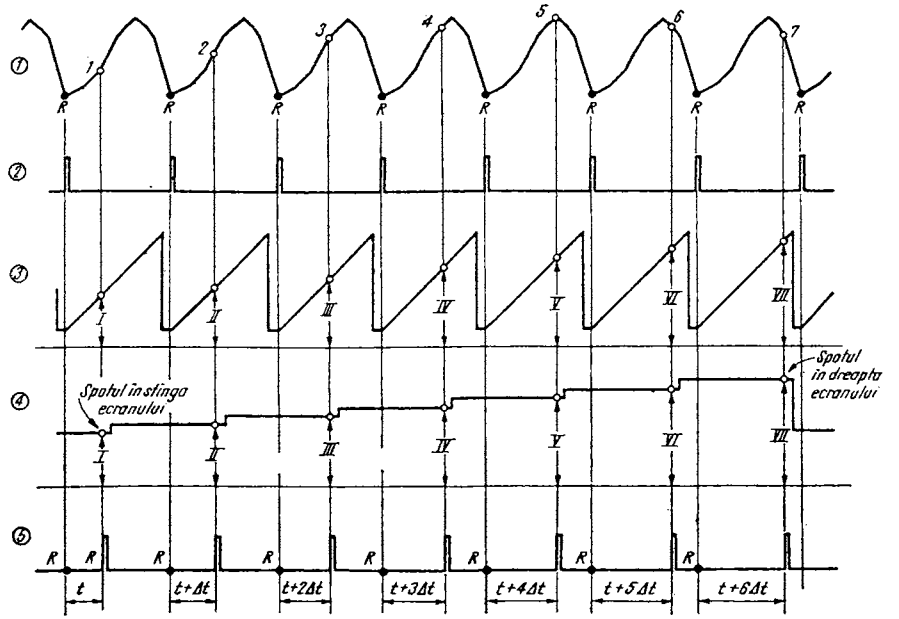


Fig. 6.28. Diagramele de tensiuni corespunzătoare schemei bloc de principiu (1, 2, ... 5 corespund punctelor cu aceleași numere din schema bloc din figura 6.27).

Schema completă a sistemului de deviație pe orizontală cu indicarea butoanelor de control existente în mod obișnuit pe panoul frontal este dată în figura 6.29.

Din examinarea schemei bloc rezultă, din punctul de vedere al comenzilor accesibile operatorului, un număr de elemente comune (amplificatorul de

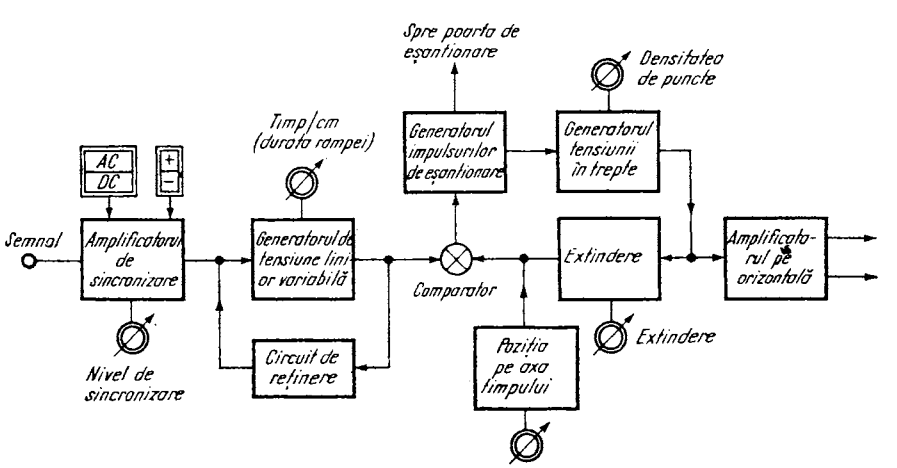


Fig. 6.29. Schema bloc completă a sistemului de deviație pe orizontală.

sincronizare, circuit de reținere etc.) care realizează principial aceleași funcții ca la osciloscopul în timp real. Din această cauză, în continuare, se va descrie numai modul de acțiune a acelor comenzi care au o funcționare de principiu specifică osciloscopului cu eșantionare.

a. Timp/cm. Acest buton reglează durata rampei rapide (de exemplu acționînd asupra unei capacități în generatorul de tensiune liniar variabilă).

Reducerea duratei rampei, menținînd însă nemodificate amplitudinea rampei și tensiunea dată de generatorul în trepte, va determina ca să fie explorată panta inițială (față de *R*) a semnalului. Pe ecran imaginea va apare la o scară de timp corespunzînd unei explorări mai rapide — ca și cum ar fi o „bază de timp echivalentă" mai rapidă, (v. figura 6.30, *b* în care s-a presupus o rampă de două ori mai rapidă ca cea corespunzătoare cazului din figura 6.30, *a*).

Evident mărirea duratei rampei rapide va avea un efect contrar.

Rezultă că acest buton constituie „echivalentul" butonului de comandă al duratei bazei de timp de la osciloscoapele în timp real, fapt reflectat și de denumirea utilizată curent de „reglaj al duratei bazei de timp".

b. Mărire (*Extindere*). Efectul acestei comenzi este de a mări în lungul axei timpului imaginea pe ecran. Acțiunea ei se realizează prin transmiterea atenuată spre comparator a tensiunii date de generatorul de trepte (fără a modifica însă componenta continuă). Rămîn neschimbate amplitudinea și panta rampei rapide. Spre amplificatorul pe orizontală, tensiunea în trepte se transmite nemodificată.

Poziția punctelor în care are loc eșantionarea și modul în care se prezintă imaginea pe ecran se indică în figura 6.30, *c* unde s-a presupus o atenuare de 1,5 ori față de cazul ilustrat în figura 6.30, *a*. Ca regulă generală o atenuare de „*a*" ori corespunde unei măriri de „*a*" ori a imaginii. În general mărirea este limitată la valori de ordinul 100 ... 200.

c. Poziția intervalului mărit. Deplasarea continuă a intervalului mărit — fără a modifica mărirea — de-a lungul axei timpului se realizează prin modificarea nivelului de c. c. al tensiunii în trepte, la comparator (v. figura 6.30, *c* în care s-a presupus o creștere cu 33% și o mărire de 1,5 ori). Amplitudinea și panta rampei rămîn neschimbate. Nu este modificată nici tensiunea în trepte care se aplică amplificatorului pe orizontală.

d. Densitatea (*numărul de puncte*). Variația numărului de puncte din care este formată imaginea de pe ecranul osciloscopului se realizează acționînd asupra numărului de trepte date de generatorul de tensiune în trepte, amplitudinea totală a tensiunii în trepte rămînînd neschimbată. Amplitudinea și durata rampei rapide nu se modifică.

Uzual numărul de puncte poate fi variat în domeniul 50 ... 1 000. Practic pentru partea superioară a acestui interval nu se poate distinge caracterul discontinuu al imaginii de pe ecran.

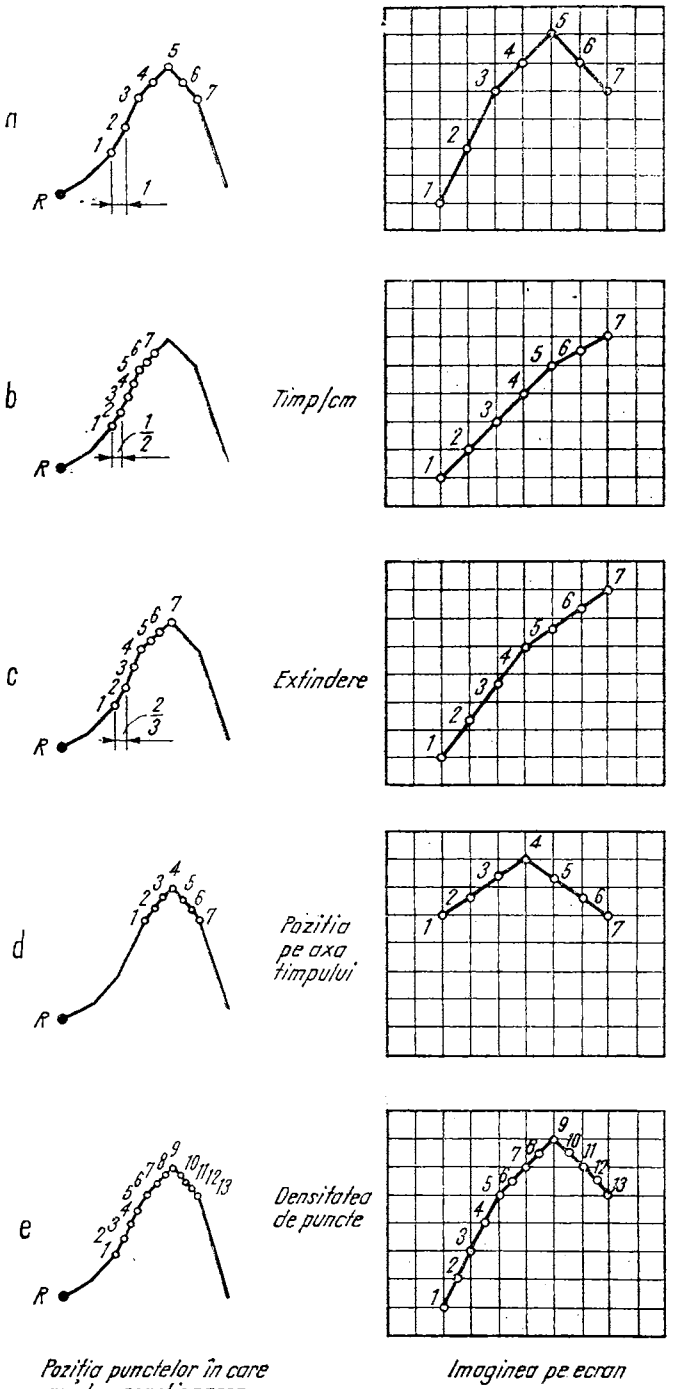


Fig. 6.30. Efectul diferitelor butoane de control de pe panoul frontal asupra poziției punctelor de eșantionare și asupra imaginii de pe ecran.

6.3.6. OSCILOSCOPUL CU EȘANTIONARE ALEATOARE

Sistemul de deviație verticală pentru osciloscopul cu eșantionare secvențială prezentat în paragraful 6.3.4. se regăsește și în cazul eșantionării aleatoare, cu deosebire că linia de întîrziere, elementul principal care limitează banda de trecere la — 3 dB este eliminată. Schema bloc a circuitelor de deviație orizontală este prezentată în figura 6.31. Acest circuit permite afișarea frontului cu care se sincronizează (anterior sau posterior) chiar în absența liniei de întîrziere.

Spre deosebire de eșantionarea secvențială semnalul generatorului de tensiuni în trepte nu se aplică amplificatorului orizontal (ca la eșantionare secvențială) ci se utilizează ca semnal de referință (model) într-un sistem de reglare automată (v. fig. 6.31).

Comparatorul C_3 compară semnalul de referință cu cel rezultat din eșantionarea și menținerea valorilor instantanee ale *TLV* rapide (eșantionare pe axa *X*). Abaterile pozitive sau negative se integrează iar semnalul rezultat corectează prin variația nivelului de intrare a comparatorului C_4 momentul declanșării *TLV* de deplasare.

Pantele *TLV* de deplasare și de temporizare sînt egale iar panta *TLV* de cadență este aproximativ 1 000 ori mai mică. *TLV* de cadență este declanșată de impulsul de sincronizare corespunzătoare punctului precedent afișat.

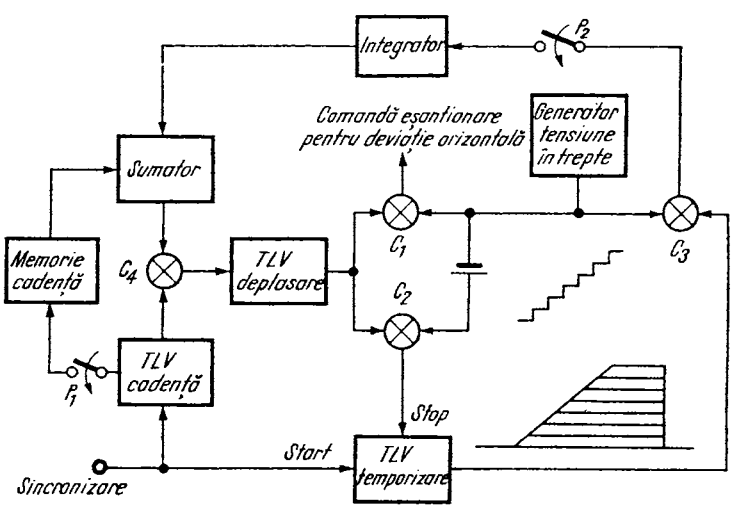


Fig. 6.31. Schema bloc a generatorului de baleiaj pentru eșantionarea aleatoare.

Impulsul de sincronizare următor comandă eșantionarea și memorarea *TLV* de cadență din momentul comenzii. Acest nivel memorat este direct proporțional cu perioada de repetiție a semnalului de sincronizare. Comparînd TLV de cadență cu nivelul memorat se poate prezice momentul în care va sosi noul impuls de sincronizare. Explorarea imaginii în jurul acestor momente

de comparație are un caracter aleator datorită zgomotului comparatorului de cadență.

Asemenea baze de timp cu eșantionare aleatoare permite afișarea semnalelor cu frecvența pînă la 30 GHz.

6.4. TUBURI CATODICE

Tubul catodic, partea de ieșire sau afișare a unui osciloscop poate fi împărțit în cele cinci secțiuni arătate în figura 6.32.

Secțiunea de triodă formează o sursă controlabilă de electroni accelerați și este constituită din catod, grilă și primul anod de accelerare. Catodul este format dintr-o calotă cilindrică acoperită cu oxid de bariu și stronțiu, montată în interiorul calotei care formează grila. Primul anod de accelerare este plasat în fața grilei și este polarizat cu cîteva sute de volți mai pozitiv decît grila.

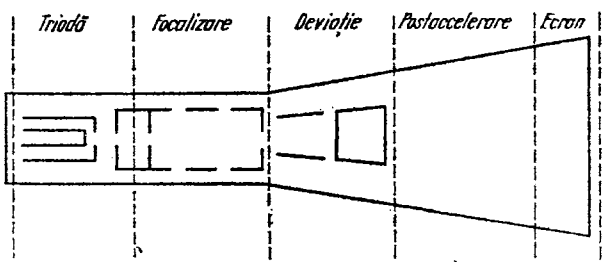


Fig. 6.32. Secțiunile tubului catodic.

Focalizarea fasciculului electronic se realizează într-o lentilă electrostatică. Secțiunea axială, liniile echipotențiale și traiectoriile electronilor în această lentilă sînt reprezentate în figura 6.33.

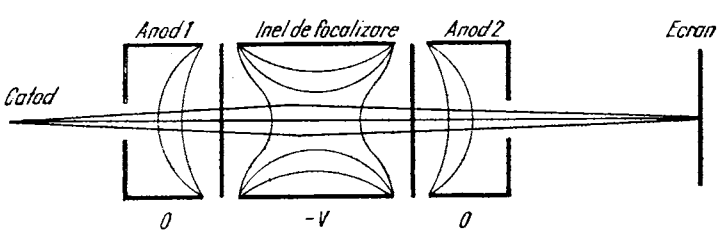


Fig. 6.33. Secțiunea de focalizare.

Fascicolul de electroni deflectat vertical și apoi orizontal este din nou accelerat în secțiunea de postaccelerare. Această accelerare este necesară pentru creșterea luminozității imaginii, la tuburile catodice la care îmbunătățirea sensibilității s-a obținut prin reducerea tensiunii la primul anod de accelerare. Electrodul de postaccelerare se realizează prin metalizarea suprafeței interioare a balonului de sticlă în forma unui electrod cilindric sau elicoidal.

Electrodul cilindric introduce distorsiuni datorită cîmpului electric care se formează între acest electrod și plăcile de deviație. Electrodul elicoidal realizat din material rezistiv este conectat într-un capăt la un potențial apropiat de cel al plăcilor de deviație, iar în celălalt capăt la potențialul de postaccelerare. Se formează astfel un cîmp electric uniform crescător avînd suprafețele echipotențiale, sfere concentrice. Efectul perturbator al plăcilor de deviație este eliminat de o grilă de formare a cîmpului sferic, transparentă la trecerea electronilor (fig. 6.34).

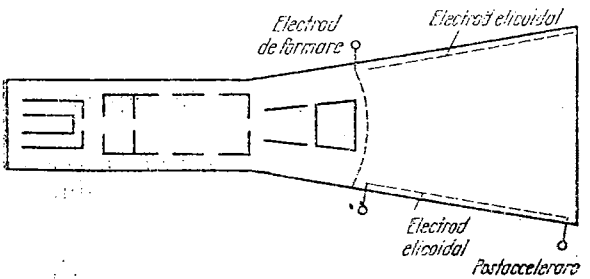


Fig. 6.34. Grila de formare a cîmpului de postaccelerare.

Ecranul tubului catodic transformă energia cinetică a electronilor în energie luminoasă și calorică. Aceasta din urmă poate fi în măsură să ardă stratul luminiscent. În figura 6.35 sînt date principalele caracteristici ale stratului luminiscent în care se presupune un fascicul electronic modulat cu un impuls dreptunghiular.

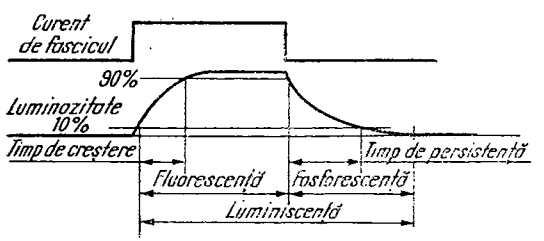


Fig. 6.35. Caracteristicile stratului luminiscent.

Timpul de creștere este timpul necesar ca luminozitatea să atingă 90% din valoarea finală. Valoarea lui depinde de condițiile de excitație. Mărirea densității fascicolului are ca urmare reducerea timpului de creștere.

Timpul de persistență este timpul necesar ca luminozitatea să se reducă la un anumit procent (10%) din valoarea inițială.

Tipurile de ecrane, culorile de fluorescență și fosforescență precum și durata persistenței sînt indicate în tabelul 6.1.

În diverse aplicații timpul de cădere necesar pentru înregistrarea fotografică este mult mai scurt (persistență mică) decît cel necesar pentru observarea directă a fenomenelor lent variabile (persistență mare). Un compromis între cele două cerințe contradictorii se realizează prin utilizarea celui mai răspîndit strat luminiscent, strat de tip *GH* (echivalent cu *P* 31) ale cărei caracteristici sînt reprezentate în figura 6.36.

Lumina emisă de stratul luminiscent se propagă în toate direcțiile. Prin depunerea unui strat subțire de aluminiu deasupra stratului luminiscent lumina îndreptată înspre interiorul tubului se va reflecta obținînd astfel o creștere substanțială a luminozității. Stratul de aluminiu fiind bun conductor de căldură servește și ca radiator protejînd ecranul de ardere, la un spot staționar exagerat de luminos.

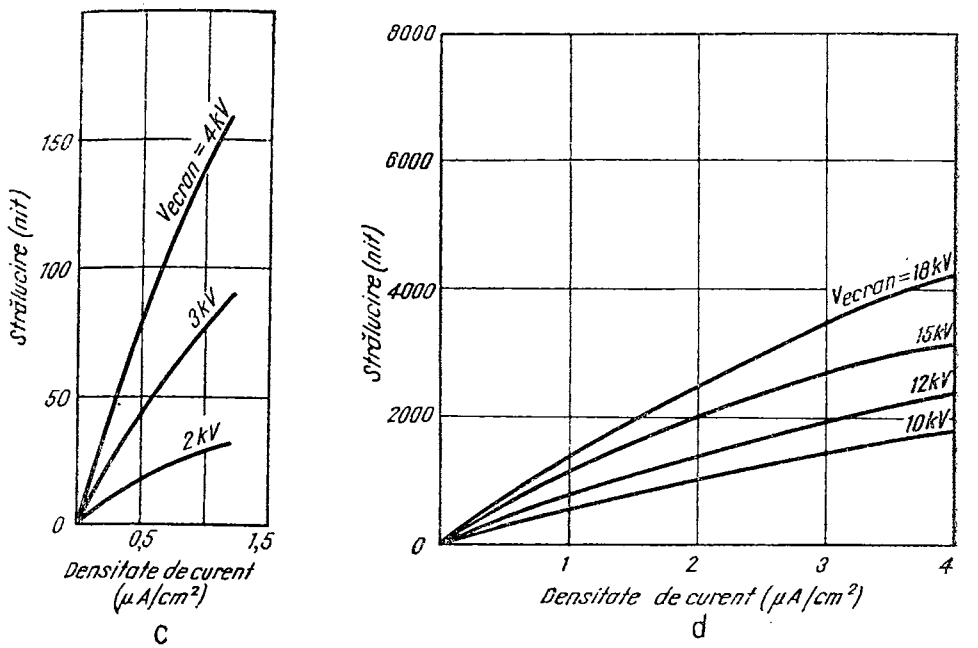


Fig. 6.36. Caracteristicile stratului luminiscent de tip *GH*:
c — Variația strălucirii cu densitatea curentului de fascicol pentru valori mici ale tensiunii de postaccelerare;
d — Idem pentru valori mari ale tensiunii de postaccelerare.

Tabelul 6.1

Ecran Tip	Culoare de fluorescență	Culoare de fosforescență	Persistență	Echivalent
BA	albastră-purpurie	—	foarte scurtă	—
BC	albastră-purpurie	—	—	—
BD	albastră	—	foarte scurtă	—
BE	albastră	albastră	medie-scurtă	*P* 11
BF	albastră-purpurie	—	medie-scurtă	—
GB	albastră-purpurie	galben-verzui	lungă	*P* 32
GE	verde	verde	scurtă	*P* 24
GH	verde	verde	medie-scurtă	*P* 31
GJ	galben-verzui	galben-verzui	medie	*P* 1
GK	galben-verzui	galben-verzui	medie	—
GL	galben-verzui	galben-verzui	medie-scurtă	*P* 2
GM	albastră-purpurie	galben-verzui	lungă	*P* 7
GN	albastră	verde	medie-scurtă	—
GP	verde-albăstrui	verde	medie-scurtă	*P* 2
GR	verde	verde	lungă	*P* 39
GU	albă	albă	foarte scurtă	—
LA	oranj	oranj	medie	—
LB	oranj	oranj	medie	—
LC	oranj	oranj	foarte lungă	—
LD	oranj	oranj	foarte lungă	*P* 33
W	albă	—	—	*P* 4
X	tricolor	—	—	*P* 22
YA	oranj-gălbui	oranj-gălbui	medie	—

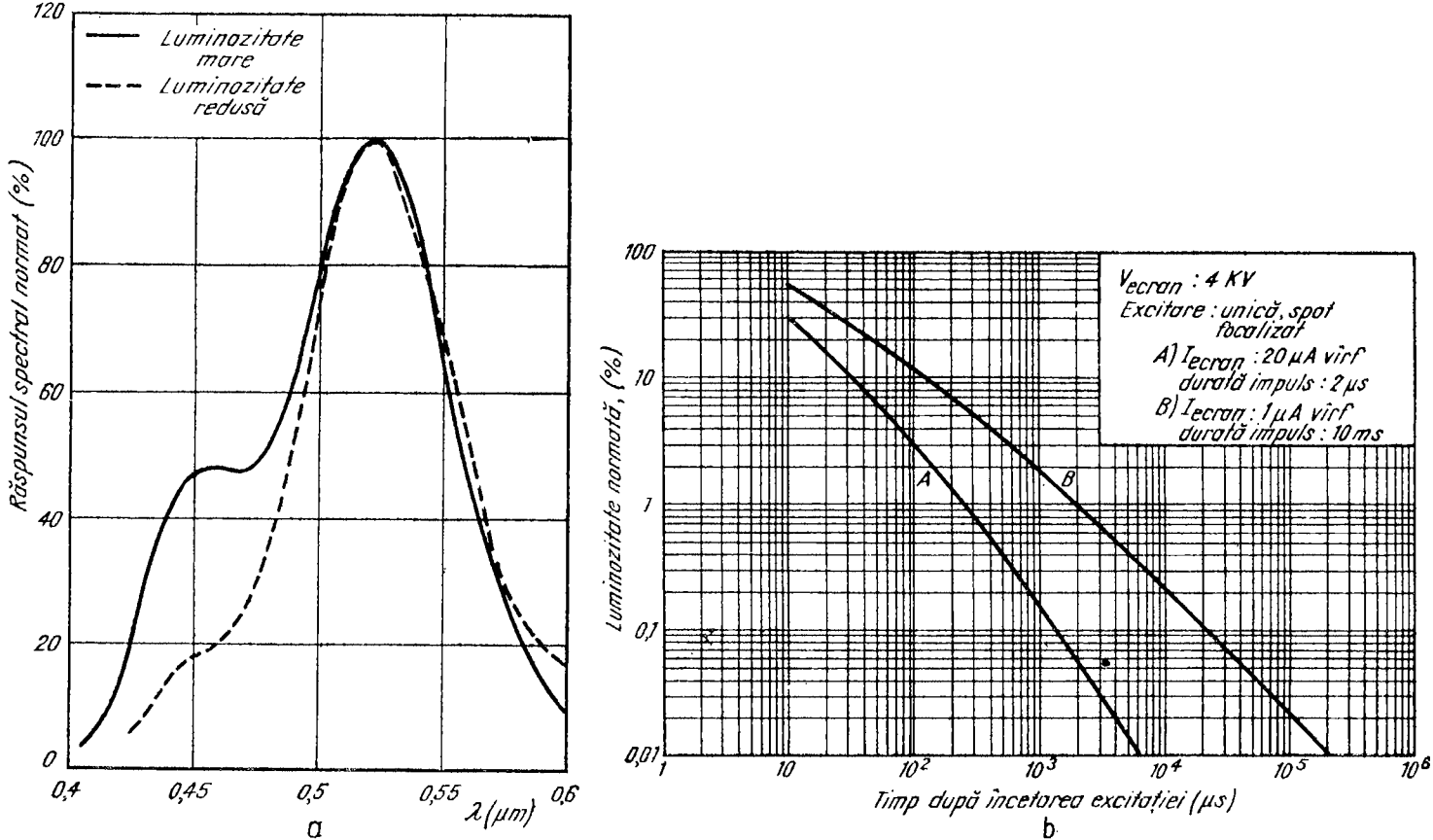


Fig. 6.36. Caracteristicile stratului luminiscent de tip *GH*:

a — Răspunsul spectral normat; *b* — Variația strălucirii relativă după terminarea excitației;

6.4.1. COEFICIENȚI DE DEVIAȚIE

În osciloscoapele de măsurat se utilizează în exclusivitate tuburi catodice cu deviație electrostatică. Sistemul de deviație este format din două perechi de plăci așezate paralel cu direcția nedeviată a fascicolului electronic.

Determinarea expresiei coeficientului de deviație se poate face considerînd modelul dat în figura 6.37.

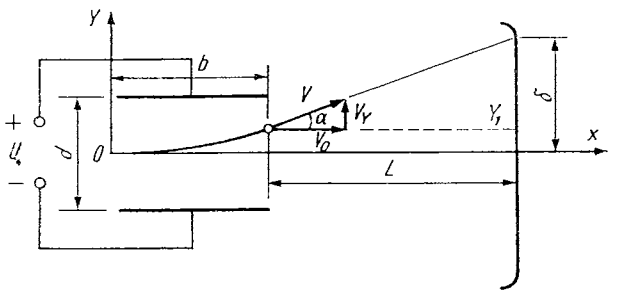


Fig. 6.37. Model pentru calculul coeficienților de deviație.

Mișcarea pe axa y este uniform accelerată (forța care acționează asupra electronului $F = eE$ este constantă) deci

$$y = at^2/2 = (eE/2m)\, t^2.$$

Mișcarea pe axa x este uniformă, cu viteza v

$$x = vt.$$

Eliminînd timpul se obține traiectoria mișcării, o parabolă avînd ecuația

$$y = \frac{eE}{2m}\,\frac{x^2}{v^2}.$$

La ieșirea din spațiul plăcilor de lungime b electronul se va găsi în punctul avînd coordonatele: $x_b = b$, $y_b = \frac{eE}{2m}\,\frac{b^2}{v^2}$. Electronul se va deplasa pe tangenta la parabolă în acest punct

$$\left.\frac{dy}{dx}\right)_{x=b} = \operatorname{tg}\alpha = \frac{eEb}{mv^2}.$$

Deviația totală δ pe ecran este de

$$\delta = y_b + L\operatorname{tg}\alpha = \frac{eE\,b^2}{2mv^2} + \frac{eEbL}{mv^2} = \frac{eEb}{mv^2}\left(\frac{b}{2} + L\right).$$

Înlocuind $E = \frac{V}{d}$ se obține

$$\delta = \frac{eUb}{mdv_0^2}\left(\frac{b}{2} + L\right).$$

Energia cinetică a electronului de viteză v_0 provine din lucrul mecanic efectuat de cîmpul electric la deplasarea sarcinii e pe o diferență de potențial V_a, sau

$eV_a = \frac{mv_0^2}{2}$, din care $v_0^2 = \frac{2e}{m} V_a$. Prin urmare

$$\delta = -\frac{Vb}{2V_a d}\left(\frac{b}{2} + L\right).$$

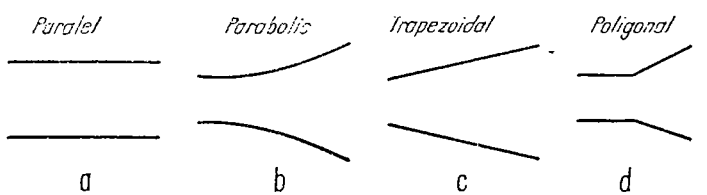


Fig. 6.38. Secțiunile plăcilor de deviație.

Dacă $\frac{b}{2} \ll L$ se obține $\delta = \frac{VbL}{2V_a d}$. Prin definiție deviația determinată de unitatea de tensiune aplicată constituie sensibilitatea tubului catodic:

$$S = \frac{bL}{2V_a d}.$$

Valoarea inversă a sensibilității este coeficientul de deviație $K = \frac{1}{S} = \frac{2V_a d}{bL}$.

Îmbunătățirea sensibilității se poate face prin reducerea tensiunii de accelerare cu dezavantajul reducerii luminozității. Această reducere poate fi compensată printr-o accelerare suplimentară (postaccelerare) după ce electronii au ieșit din secțiunea de deviație.

Creșterea sensibilității prin reducerea distanței dintre plăcile de deviație impune utilizarea unor forme de plăci ca cele arătate în figura 6.38, pentru a evita intersecția fasciculului cu plăcile de deviație.

Lungimea plăcilor crește sensibilitatea dar are ca neajuns creșterea timpului de zbor și reducerea frecvenței maxime de deviație.

6.4.2. CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ

Ecuația mișcării electronului pentru o tensiune de deviație sinusoidală este de forma:

$$m\frac{\mathrm{d}V_y}{\mathrm{d}t} = e \cdot \frac{V_0}{d} \cos(\omega t + \varphi_0)$$

în care:

v este componenta vitezei electronului pe direcția axei y;
V_0 — amplitudinea semnalului sinusoidal aplicat;
ω_0 — pulsația semnalului;
φ_0 — faza inițială.

Condițiile inițiale sînt:

$$t = 0 \qquad t = \tau = \frac{b}{v_0}$$

$$x = 0 \qquad x = b$$

$$v_y = 0 \qquad v_y = v_b$$

unde τ este timpul de zbor al electronilor între plăcile de deviație. Integrînd ecuația diferențială de mai sus între limitele 0 și τ se obține: $v_y = v_b = \frac{2eV_0}{md\omega} \sin\frac{\omega\tau}{2} \cdot \cos\left(\frac{\omega\tau}{2} + \varphi_0\right)$. Pentru un electron dat faza inițială φ_0 este constantă și are diferite valori pentru diverse momente de timp.

Deviația pe ecran (v. fig. 6.37) se obține ca la punctul 6.4.1.

$$\delta = L \operatorname{tg} \alpha = \frac{2eV_0L}{mv_0d \cdot \omega} \sin\frac{\omega\tau}{2},$$

iar sensibilitatea dinamică este

$$S_d = \frac{\delta}{V_0} = \frac{2eL}{mv_0d \cdot \omega} \sin\frac{\omega\tau}{2}.$$

Sensibilitatea dinamică normată la cea statică de la punctul 6.4.1 are forma:

$$\frac{S_d}{S} = \frac{\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}.$$

Această relație reprezintă caracteristica de frecvență a unui tub catodic și este trasată în figura 6.39.

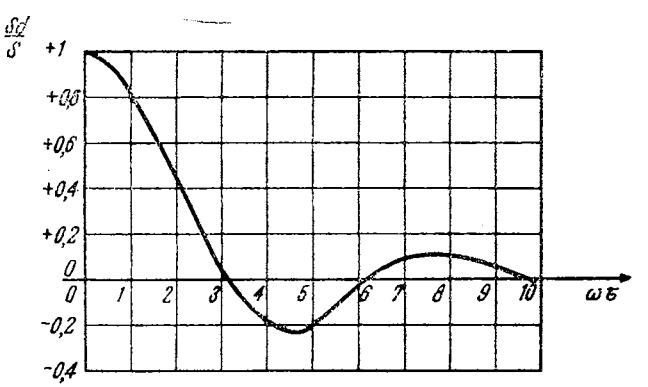


Fig. 6.39. Caracteristica de frecvență a unui tub catodic.

Se observă că banda de — 3 dB a tubului catodic este dată de

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi\tau},$$

Exemplu: Un tub catodic avînd tensiunea de accelerare $V_a = 1$ kV *și lungimea plăcilor de deviație* $l = 25$ mm *are timpul de zbor* $\tau = 1{,}3$ ns *și o bandă de trecere pentru o atenuare de* 3 dB $f_{-3\,dB} = 120$ MHz.

Creșterea frecvenței limită a tuburilor catodice se obține prin segmentarea plăcilor de deviație (plăci distribuite) și întîrzierea semnalului de la o secțiune la alta cu timpul de zbor corespunzător. Secțiunea longitudinală a plăcilor unui asemenea tub și caracteristicile de frecvență pentru diverse valori ale timpului de zbor (respectiv viteza de zbor comparativ cu viteza de propagare a semnalului prin linie de întîrzire) sînt reprezentate în figura 6.40.

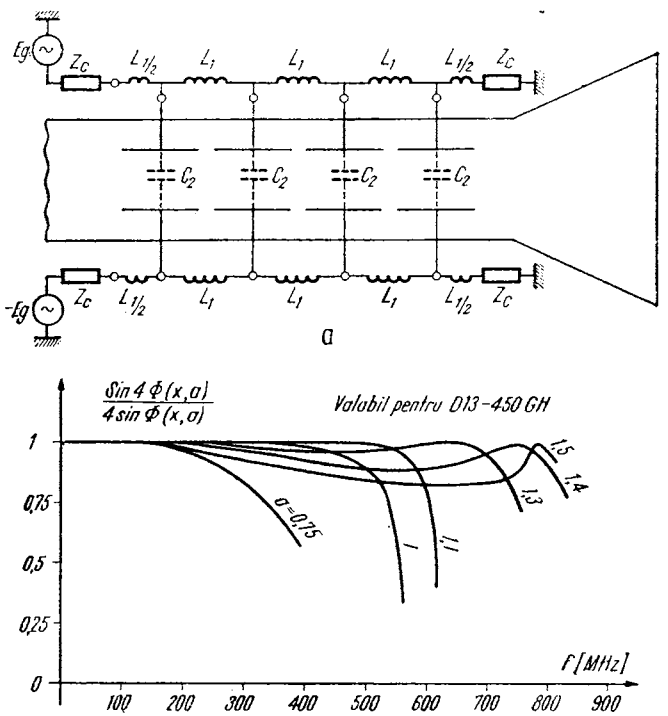


Fig. 6.40. Caracteristicile de frecvență ale tubului catodic cu plăci distribuite:

a — Secțiune longitudinală; *b* — Caracteristici de frecvență.

Sensibilitatea unui tub catodic cu patru perechi de plăci succesive raportată la sensibilitatea tubului cu o singură pereche de plăci are forma

$$\frac{S_4(\omega)}{S_1(\omega)} = \frac{\sin 4\Phi(x,\, a)}{\sin \Phi(x,\, a)},$$

în care

$$\Phi(x, a) = ax - \operatorname{arctg} \frac{x}{\sqrt{1 - x^2}}.$$

S-a notat:

$$x = \frac{1}{2}\omega\sqrt{L_1C_2}$$

$$a = \frac{\tau}{\sqrt{L_1C_2}}$$

L_1 inductanța celulei de întîrziere;
C_2 capacitatea totală între perechile de plăci (v. fig. 6.40, *a*).

Asemenea tuburi se utilizează la osciloscoapele avînd banda de trecere la — 3 dB mai mare sau egală cu 100 MHz.

6.4.3. DISTORSIUNI SPECIFICE

Distorsiunea de trapez a unui semnal sinusoidal este arătată în figura 6.41.

Cauza acestei distorsiuni este creşterea potenţialului mediu al plăcilor de deviaţie orizontală faţă de potenţialul mediu al plăcilor de deviaţie verticală pe măsura afişării semnalului de la stînga ecranului spre dreapta. Variaţia apare dacă numai una din plăcile de deviaţie primeşte semnal, cealaltă placă fiind la potenţial constant (excitare asimetrică). Prin aplicarea pe plăcile de deviaţie a două semnale de amplitudine egală, dar în antifază (comandă simetrică) distorsiunea de trapez poate fi eliminată.

Distorsiunea de geometrie apare dacă există o diferenţă de potenţial între cel de al doilea anod şi potenţialul mediu al plăcilor de deviaţie verticală şi/ sau între potenţialul mediu al plăcilor de deviaţie orizontală şi verticală. Distorsiunea poate fi de *„pernă"* (fig. 6.42, *a*) sau de *„butoi"* (fig. 6.42, *b*)

Fig. 6.41. Distorsiunea de trapez a unui semnal sinusoidal.→

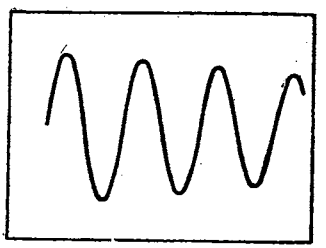
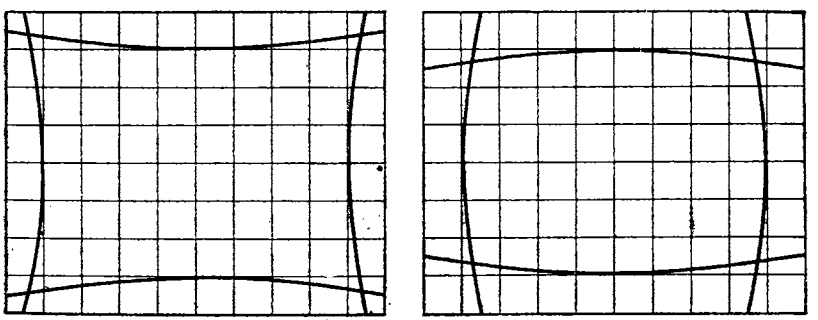


Fig. 6.42. Distorsiunea de geometrie:
a]— „pernă". *b* — „butoi".



a b

în funcție de curbura trasei verticale sau orizontale poziționate în dreptul liniilor reticulare extreme ale suprafeței de măsură a ecranului.

Prin variația potențialului unui electrod montat între perechile de plăci verticale și orizontale distorsiunea de geometrie poate fi redusă.

Distorsiunea de ortogonalitate se datorește abaterilor de montare perpendiculară a perechilor de plăci verticale și orizontale. Această distorsiune intervine ca o eroare suplimentară în măsurarea timpului de creștere al semnalelor impuls. Unele tuburi permit corectarea acestei distorsiuni prin crearea unui cîmp magnetic axial în spațiul dintre perechile de deviație verticale și orizontale.

Distorsiunile de neliniaritate ale tubului catodic se datoresc dependenței coeficientului de deviație de poziția fasciculului pe ecran. Această distorsiune se corectează la unele aparate prin deformarea semnalului în sens contrar într-un etaj de amplificare.

6.4.4. TUBURI CATODICE CU MEMORIE

Osciloscoapele echipate cu tuburi catodice cu memorie permit:

— afișarea continuă a unui semnal nerepetitiv;

— punerea în evidență a variațiilor unui semnal dat la variația parametrilor mediului ambiant sau în timp;

— compararea a două semnale care apar la momente diferite de timp;

— afișarea unui semnal cu frecvență de repetiție redusă fără fluctuația imaginii;

— reducerea perturbațiilor aleatoare la funcționarea cu persistență variabilă.

În continuare se va prezenta funcționarea tuburilor cu memorie prin transmisie cu grilă de memorare dielectrică avînd posibilitatea funcționării cu și fără memorie sau cu persistență variabilă.

Ținta de memorare este suprafața care este capabilă să păstreze informații asupra locurilor bombardate de un fascicol electronic focalizat. Un parametru important în analiza tuburilor cu memorie este energia cu care electronii dintr-un fascicol bombardează ținta de memorare. Această energie depinde de diferența de potențial la care se găsește ținta față de sursa de electroni (catod).

Funcționarea tuburilor cu memorie se bazează pe fenomenul de emisie secundară de electroni, caracterizată prin raportul $\gamma = \frac{I_s}{I_p}$ în care I_s este curentul de emisie secundară și I_p curentul de fascicol primar.

Variația acestui raport în funcție de energia electronilor primari (dependent de tensiunea țintei) măsurată cu montajul din figura 6.43 este reprezentată în figura 6.44.

În punctele A și B curentul de emisie secundară este egal cu curentul fascicolului primar; curentul prin terminalul țintei se anulează.

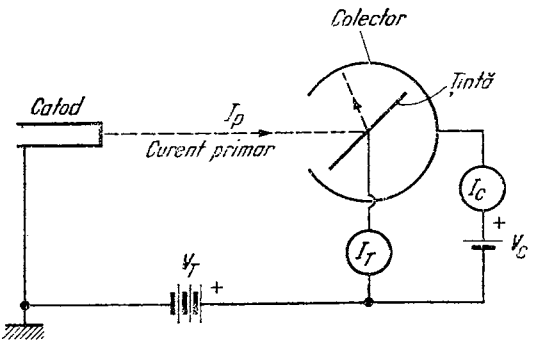


Fig. 6.43. Montaj pentru măsurarea raportului de emisie secundară pentru tensiuni de colector mai pozitive decît ținta.

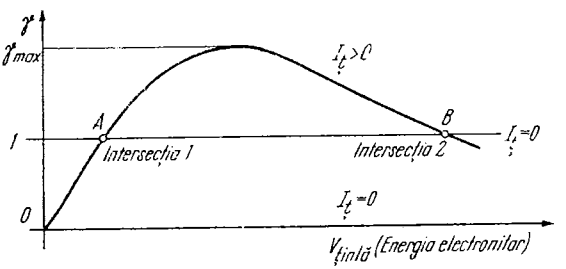


Fig. 6.44. Variația coeficientului de emisie secundară în funcție de tensiunea țintei V_T.

În montajul din figura 6.43 colectorul este întotdeauna mai pozitiv decît ținta, iar în figura 6.45 pentru poziția *1* a comutatorului *K* tensiunea de colector este constantă față de catod. Variația raportului de emisie secundară este reprezentată în figura 6.46.

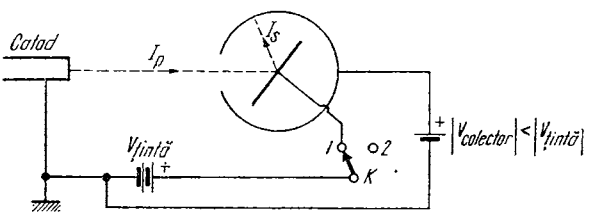


Fig. 6.45. Montaj pentru măsurarea raportului de emisie secundară pentru țintă flotantă și tensiunea colectorului mai negativă decît ținta.

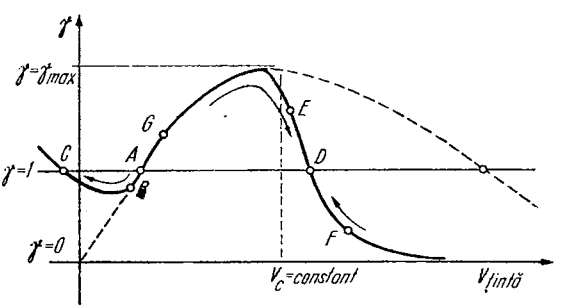


Fig. 6.46. Caracteristicile ridicate cu montajul din figura 6.45.

Această curbă diferă de cea de emisie secundară din figura 6.44 (trasată cu linie întreruptă) în jurul originii și al tensiunii de colector. În ambele cazuri cauza este aceeași : respingerea electronilor de un electrod mai negativ. Reflectarea electronilor primari apare la o țintă sub zero volți, iar reflectarea electronilor secundari de către colector apare la valori mai mari ale tensiunii țintei față de tensiunea colectorului. Schimbînd comutatorul K în poziția 2 se obține o țintă flotantă a cărei tensiune se va schimba conform săgetilor din figura 6.46 în funcție de tensiunea inițială a țintei.

În punctul B tensiunea inițială este mai mică decît în punctul A. Coeficientul de emisie secundară fiind mai mic decît unitatea ținta va colecta electroni primari și tensiunea țintei va scădea spre zero apoi trece în negativ spre punctul C. Punctul de funcționare C este stabil atîta timp cît ținta este bombardată de electroni primari. În acest punct ținta este *„nescrisă"*. A *„șterge"* ținta înseamnă a stabili punctul de funcționare în punctul C.

Tensiunea inițială în punctul G este mai mare decît cea din punctul A. Raportul de emisie secundară este supraunitar, deci ținta va emite mai mulți electroni decît numărul incident. Tensiunea țintei crește pînă la valoarea la care devine comparabilă cu tensiunea de colector și datorită începerii acțiunii de respingere a electronilor de către colector, raportul de emisie secundară scade la o valoare egală cu unitatea, obținînd punctul stabil D.

Deoarece ținta are două stări de tensiune stabilă (dependente de valoarea tensiunii inițiale) poate furniza date asupra stării inițiale a țintei, dacă tensiunea inițială a fost sub sau peste valoarea corespunzătoare punctului A.

Sistemul de electrozi al unui tub catodic cu memorie arătat în figura 6.47 conține suplimentar față de tuburile fără memorie două tunuri cu fascicol difuz, o grilă de colector și o grilă de memorie.

Performanțele principale ale tuburilor catodice cu memorie sînt determinate de caracteristicile grilei de memorie și în particular de rezistența de izolație și proprietățile de emisie secundară ale suprafeței de memorare. Figura 6.48 prezintă schița secțiunii de memorare.

Electrodul de ștergere este o grilă fină de metal avînd o densitate de 10 ...20 linii/mm și o transparență optică de 30 ... 60%. Pe partea bombardată de electroni ai grilei este depus un strat subțire de dielectric de rezistivitate ridicată, astfel încît sarcinile adiacente pozitive sau negative de pe suprafața de memorare sînt efectiv izolate. Grila de memorie se comportă ca o grilă de control pentru fasciculul electronic difuz. Luminozitatea maximă a oricărei suprafețe de pe ecran depinde de potențialul la care se găsește ecranul și de potențialul catodului tunului electronic difuz. Se obțin însă și trepte intermediare de strălucire datorită modulației intensității fasciculului difuz de către

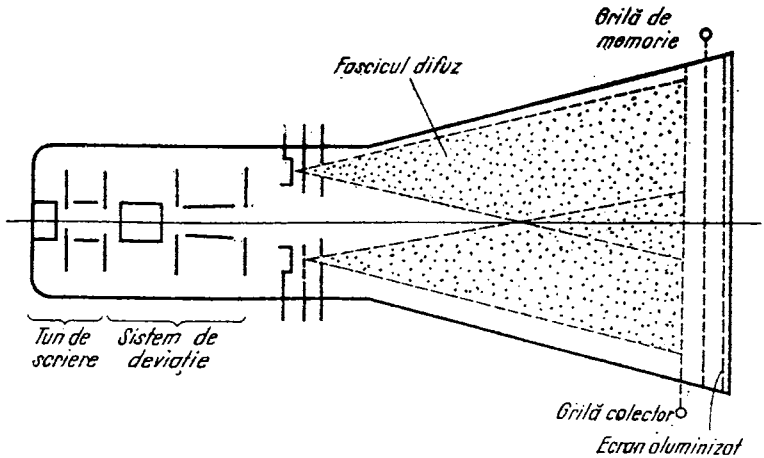


Fig. 6.47. Sistemul de electrozi al unui tub cu memorie.

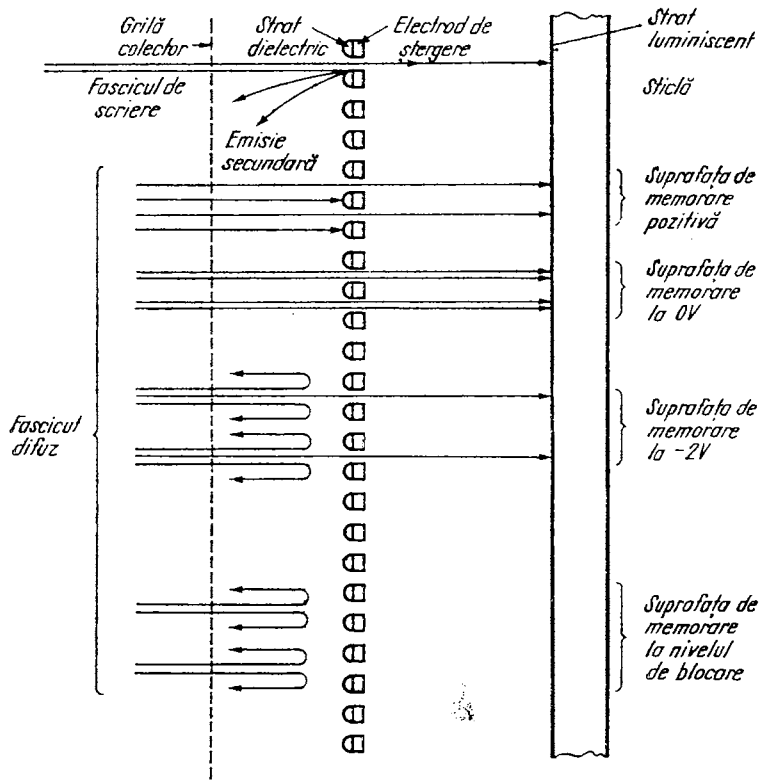


Fig. 6.48. Schița secțiunii de memorare.

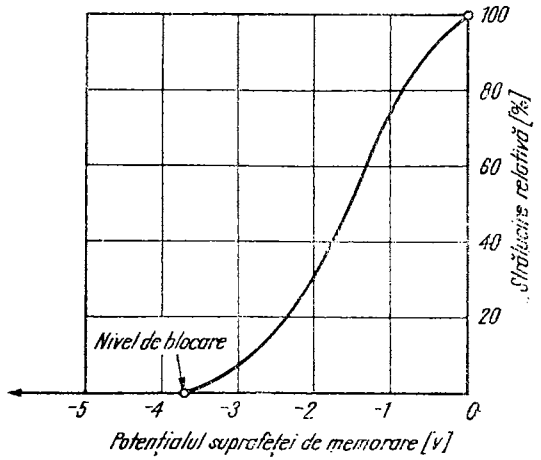


Fig. 6.49. Variația strălucirii în funcție de potențialul suprafeței de memorare.

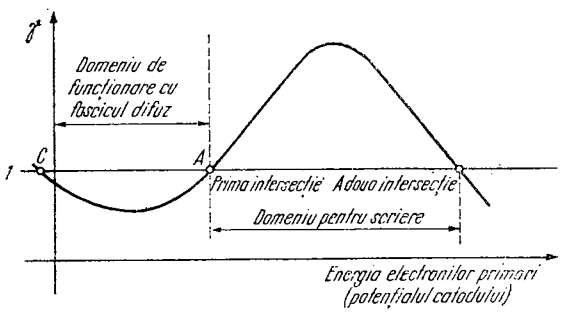


Fig. 6.50. Caracteristica de emisie secundară a suprafeței de memorare.

valorile locale ale potențialului de memorare (fig. 6.49).

În figura 6.50 este reprezentată caracteristica de emisie secundară a suprafeței de memorare. Electronii care vin cu o energie între valoarea corespunzătoare primei și celei de a doua intersecții generează un număr mai mare de electroni secundari decît primari. Electronii secundari sînt atrași de grila colectoare, lăsînd o sarcină pozitivă pe suprafața de memorare. Electronii care vin cu o energie avînd o valoare sub prima intersecție (cazul fasciculului difuz) generează mai puțini electroni secundari și produc o sarcină negativă.

În timpul funcționării potențialul suprafeței de memorare este determinat de patru factori:

a) Sarcini de la fascicolul difuz. O arie care devine mai pozitivă față de catodul tunului de fascicol difuz va atrage electronii fascicolului difuz. Presupunînd că tensiunea inițială este pozitivă și sub nivelul corespunzător punctului *A* (fig. 6.50) fascicolul difuz va descărca această arie spre zero (potențialul catodului tunului de electroni difuzi).

b) Sarcini de la fascicolul de scriere. Catodul tunului electronic de scriere este în general la tensiuni negative de 1 000 .... 2 000 V. O arie explorată de fascicolul de scriere este bombardată de electroni avînd energie peste nivelul corespunzător primei intersecții (punctul *A*, fig. 6.50).

Cantitatea de sarcini pozitive indusă depinde de densitatea de curent a fasciculului de scriere și de viteza cu care parcurge suprafața de memorare (viteza de scriere). Fracțiunile de sarcini rezultate la parcurgerea repetată a aceleiași suprafețe se integrează pînă ce potențialul suprafeței se limitează datorită sarcinilor induse de fascicolul difuz.

c) Tensiunea electrodului de ștergere. Suprafața de memorare, stratul dielectric și electrodul de ștergere formează un capacitor care transmite

întregii suprafețe de memorare variațiile de tensiune ale electrodului de ștergere. Tensiunea pe electrodul de ștergere în general este în jur de + 2 V.

d) Încărcarea cu ioni pozitivi. Deoarece grila de memorie este mai negativă decît electrozii din apropiere, ea va atrage ionii pozitivi produși la ciocnirea electronilor cu moleculele reziduale de gaz din tub. Acest curent ionic este prezent ori de cîte ori acționează fascicolul electronic și tinde să polarizeze pozitiv întreaga suprafață de memorare.

Este important faptul că curenții de electroni și ioni nu se închid pe un electrod conductor, ci pe o suprafață izolatoare la care potențialul local depinde de numărul și energia electronilor primari. Electrodul de ștergere în afară de faptul că servește ca suport pentru stratul dielectric este utilizat și pentru deplasarea prin cuplaj capacitiv a întregului domeniu de potențiale ale suprafeței de memorare.

La funcționarea unui tub cu memorie se disting următoarele operații:

a) Scrierea. Fascicolul de scriere conține electroni avînd nivele ridicate de energie. Acest fascicol este focalizat pe grila de memorie și deviat electrostatic de sistemul de deviație pe verticală și orizontală. Deși spotul are dimensiuni mici, totuși este considerabil mai mare decît spațiul transparent al grilei de memorie. În locurile unde fascicolul de scriere bombardează suprafața de memorare potențialul suprafeței este comandat în sens pozitiv datorită emisiei de electroni secundari. Această parte a grilei devine mai transparentă pentru fascicolul difuz. O imagine scrisă poate fi memorată pînă la o durată de ordinul unei săptămîni înainte de afișare chiar cu tubul catodic nealimentat.

b) Afișarea. O imagine scrisă pe grila de memorie poate fi afișată în mod continuu pe ecran pînă la ștergere. Timpul în care imaginea este clară este limitat datorită curentului de ioni pozitivi, menționat mai înainte. Imaginea prezintă o iluminare de fond din ce în ce mai mare pînă ce întregul ecran ajunge la strălucirea de saturație. Ștergerea imaginii este absolut necesară înaintea scrierii unei alte imagini. Timpul de vizualizare poate fi extins dacă se acceptă o reducere a luminozității.

c) Ștergerea. Ștergerea imaginii poate fi realizată manual, printr-un singur impuls, în mai puțin de o secundă sau într-un interval de timp mai mare printr-o secvență de impulsuri. Ca rezultat se obține *funcționarea cu persistență variabilă.* Pentru a șterge imaginea într-o singură operație se aplică electrodului de ștergere un impuls pozitiv de aproximativ 4 V amplitudine și o secundă durată (fig. 6.51).

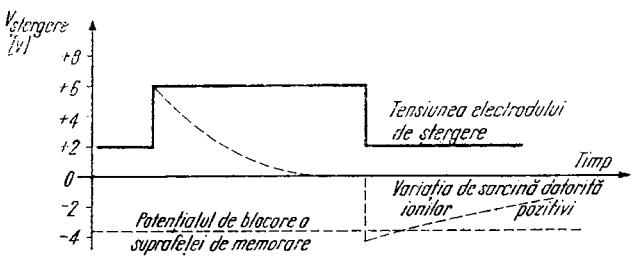


Fig. 6.51. Impuls de ștergere aplicat electrodului de ștergere.

Acest impuls cuplat capacitiv cu suprafața de memorare permite captarea electronilor din fascicol difuz și stabilirea întregii suprafețe la potențial zero.

Electrodul de ștergere revenind la aproximativ + 2 V la sfîrșitul impulsului de ștergere suprafața de memorare se va încărca uniform la aproximativ — 4 V, potențial pentru care fascicolul difuz este blocat.

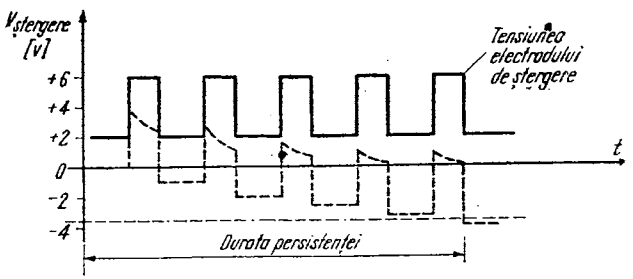


Fig. 6.52. Impulsuri de ștergere pentru persistență variabilă.

Aplicarea pe electrodul de ștergere a unui tren de impulsuri pozitive (fig. 6.52) avînd frecvența mai mare decît cea de pîlpîire va avea un efect cumulativ de ștergere asupra zonelor scrise ale suprafeței de memorare.

Viteza de ștergere este determinată de durata, amplitudinea și frecvența de repetiție a impulsurilor de ștergere. Prin variația duratei impulsurilor este posibil controlul persistenței. Asemenea circuite cu tuburi cu memorie cu persistență variabilă permit îmbunătățirea raportului semnal / perturbație al imaginii afișate.

6.5. CIRCUITE DE ALIMENTARE

Pentru a menține caracteristicile funcționale ale unui osciloscop în primul rînd erorile de bază și suplimentare ale coeficienților de deviație, ale coeficienților de baleiaj și ale calibratorului în limitele unor erori tolerate mult mai reduse decît variația procentuală a mărimii de influență precum și pentru a reduce interacțiunile între blocurile funcționale circuitele de alimentare trebuie să fie stabilizate. În principiu se utilizează două soluții:

a) Redresor și stabilizator separat pentru fiecare tensiune. Alimentarea se face de la rețea. Soluția este avantajoasă în cazul în care numărul surselor este redus, iar puterea absorbită este mai mare decît 20—30 VA sau există variație de sarcină importantă (schimbarea sertarelor de consumuri diferită). Această soluție implică necesitatea unui convertor separat pentru alimentarea tubului catodic.

b) Convertor tensiune continuă-tensiuni continue, alimentat de la un singur stabilizator, redresor și transformator de rețea sau de la același stabilizator și baterie. Utilizarea acestei soluții este avantajoasă în cazul în care este necesar un număr mare de tensiuni stabilizate, inclusiv tensiunile de alimentare ale tubului catodic. Dezavantajul principal, cel de interacțiune a circuitelor pe rezistența internă relativ mare poate fi redus utilizînd stabilizări locale cu diode Zener, sau filtre active stabilizatoare.

În stabilizatoare se prevăd circuite de protecție în două scopuri:

a) Protecția circuitelor alimentate prin limitarea curentului absorbit (protecția la supracurent).

b) Protecția circuitelor de alimentare, în primul rînd elementul de control serie, prin reducerea curentului de polarizare la suprasarcini rezistive de valori mici (scurtcircuit), în cazul în care primul tip de protecție ar determina o putere disipată inadmisibilă în regim permanent.

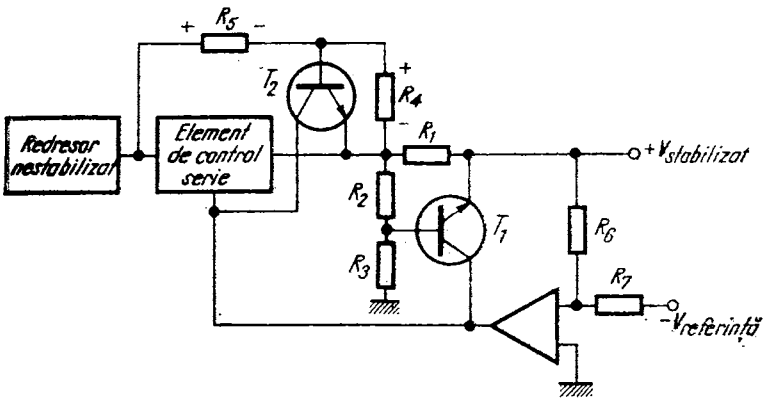


Fig. 6.53. Circuit de protecție la supracurent și suprasarcină.

Schema de principiu a unui circuit de protecție la supracurent (T_1, R_1; R_2 și R_3) și la suprasarcină (T_2, R_4 și R_5) este reprezentată în figura 6.53.

În condiții normale tranzistoarele T_1 și T_2 sînt blocate. T_1 se deschide la trecerea unui curent mai mare decît curentul limită I_M de pe caracteristica sursei din figura 6.54 (segmentul *BC*).

Tranzistorul T_2 se deschide la scăderea tensiunii de ieșire (segmentul *CD* din fig. .54). Ambele tranzistoare protejează prin absorbirea curentului de polarizare al elementului de control serie.

Tensiunile înalte pentru alimentarea tubului catodic se obțin fie de la convertorul de alimentare generală, fie utilizînd convertoare stabilizatoare separate. Elemen-

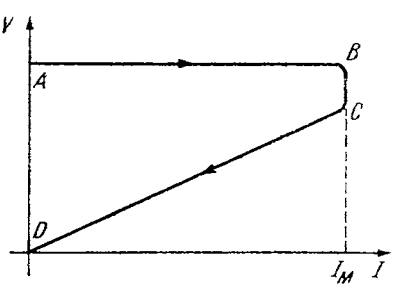


Fig. 6.54. Caracteristica sursei avînd circuitele de protecție din figura 6.53.

tele componente ale unui asemenea stabilizator de înaltă tensiune sînt reprezentate în figura 6.55.

În general se controlează tensiunea de catod a tubului catodic. În condițiile unui curent catodic variabil (la variația luminozității) și controlînd tensiunea pe catod va apare o variație a tensiunii alternative datorită rezis-

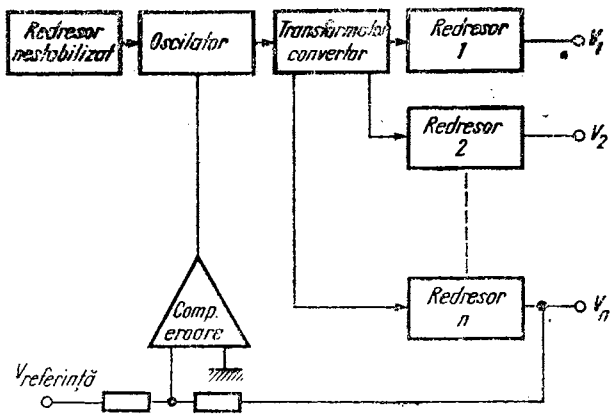


Fig. 6.55. Convertor de înaltă tensiune stabilizat.

tenței interne a redresorului de pe catod. În consecință toate celelalte tensiuni se vor schimba la variația luminozității și anume la creșterea curentului catodic tensiunea de postaccelerare crește, reducîndu-se sensibilitatea tubului catodic. Acest efect se poate compensa prin introducerea unei rezistențe în serie cu catodul, compensarea avînd loc datorită reducerii tensiunii de accelerare.

6.6. AMPLIFICATORUL DE DEVIAȚIE VERTICALĂ

Se vor prezenta etajele de bandă largă care intră în componența amplificatoarelor de deviație verticală insistîndu-se asupra performanțelor specifice funcționării într-un osciloscop. Aceste etaje sînt concepute să amplifice semnale simetrice față de masă. În acest scop se utilizează amplificatoare diferențiale. Ca urmare a utilizării etajelor diferențiale în etaje finale se elimină distorsiunea de trapez, în etajele intermediare se reduc perturbațiile introduse de sursele de alimentare, iar în etajele de intrare se reduce deriva.

Pentru simplificarea calculelor etajele diferențiale simetrice se pot separa în două jumătăți ținînd seama de punctele virtuale de masă. În aceste puncte în cazul unei simetrii perfecte atît pentru componentele etajului cît și pentru semnalul de comandă, se anulează suma curenților alternativi injectați într-un

nod sau tensiunea alternativă față de masă. În figura 6.56, *a* se arată patru asemenea puncte virtuale de masă (punctele *A*, *B*, *C* și *D*). Schema echivalentă asimetrică în curent alternativ este prezentată în figura 6.56, *b*.

Etajele care compun un amplificator se stabilesc în așa fel încît să nu se întrerupă bucle de reacție, iar întreruperea lanțului să aibă loc în punctele în care se estimează excitație cu generator de curent sau de tensiune.

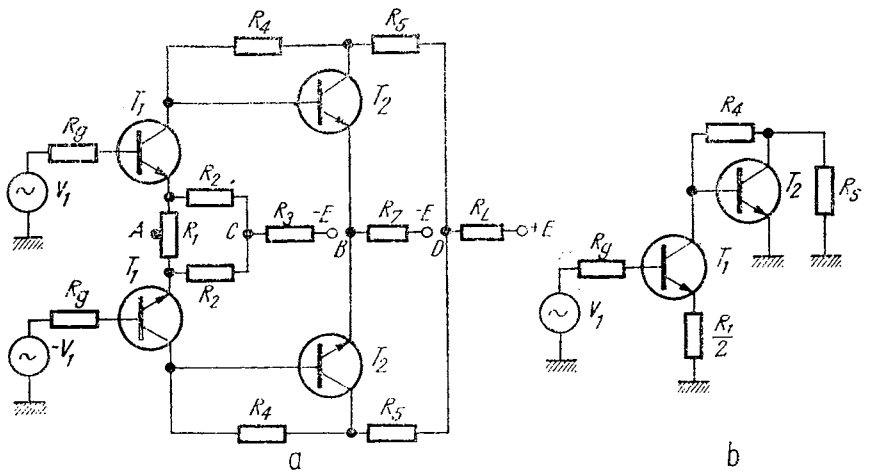


Fig. 6.56. Amplificator diferențial:
a — Punctele virtuale de masă; *b* — schema echivalentă asimetrică.

Exemplu: în circuitul din figura 6.56, *b se poate estima că impedanța de ieșire pe colectorul tranzistorului* T_2 *este mult mai mare decît impedanța de intrare în etajul cu reacție paralel. Astfel circuitul se poate descompune în două etaje: primul caracterizat prin transadmitanță, iar al doilea prin transimpedanță*

6.6.1. ETAJELE FINALE

Etajul final al unui osciloscop trebuie să asigure dinamica semnalului de comandă a tubului catodic corespunzătoare unui ecran, pentru orice frecvență din banda de trecere la — 3 dB. Impedanța de sarcină este fie un circuit rezonant serie, format din inductanța conexiunilor pînă la plăcile de deviație și capacitatea plăcilor, fie o linie de întîrziere propriu-zisă sau una formată din plăcile distribuite ale tubului catodic legate între ele prin inductanțe. Schemele de principiu ale unor etaje finale sînt reprezentate în figura 6.57.

Etajul din figura 6.57, *a* are o amplificare la joasă frecvență de aproximativ R_3/R_2 și frecvența de — 3 dB $f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_3 C_p}$ fără circuitul de corecție R_1,

C_1. Circuitul de corecție introduce un nul și un pol la frecvențele $f_n = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}$ respectiv $f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$. Utilizînd circuitul de corecție se dublează banda la — 3 dB dacă se alege $f_n = f_{-3dB}$ și $R_1 = R_2$. Dezavantajul principal al acestui etaj, dat de capacitatea de intrare mare datorită efectului Miller, se elimină în etajul numit „cascod" indicat în figura 6.57, *b*. Acest

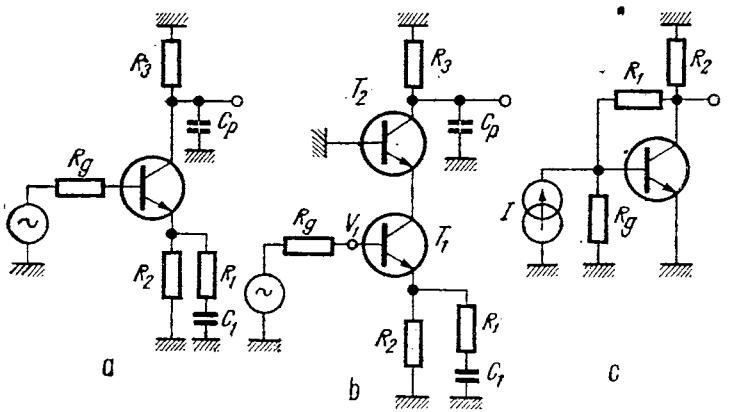


Fig. 6.57. Etaje finale:
a — Etaj cu compensare capacitivă în emitor; *b* — Etaj „cascod"; *c* — Etaj cu reacție paralel.

tip de etaj se utilizează atît ca etaj final cît și intermediar. Are avantajul unei interacțiuni reduse între etajele conectate în lanț. Relațiile aproximative de calcul sînt aceleași ca pentru circuitul precedent.

La joasă frecvență etajul din figura 6.57, *c* se caracterizează (cu aproximație) prin transimpedanța R_1, iar scăderea transimpedanței cu 3 dB are loc la frecvența $f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_{b,c}}$. Dezavantajul principal al acestui tip de etaj este răspunsul cu supracreștere la aplicarea unei trepte de curent dacă banda cu bucla deschisă este redusă. Cauzele pot fi: valori mici pentru f (tranzistor cu f_T redus sau β mare) sau sarcină cu componentă capacitivă mare. Acest tip de etaj se poate conecta în lanț împreună cu etajul din figura 6.57, *a*.

În figura 6.58, *a* se prezintă un etaj derivat din cel din figura 6.57, *c* la care pentru reducerea sarcinii capacitive s-a intercalat în bucla de reacție un repetor pe emitor.

O variantă îmbunătățită a acestei scheme destinată în special conectării în lanț fără schimbarea potențialului mediu și comenzii liniei de întîrziere este prezentată în figura 6.58, *b*. Tranzistorul T_2 are rol de repetor pe emitor pentru bucla de reacție precum și generator de curent pentru comanda etajelor următoare. Acest tip de etaj are avantajul reducerii erorii introduse de regimul tranzitoriu termic al joncțiunii bază-emitor la variația puterii disipate pe

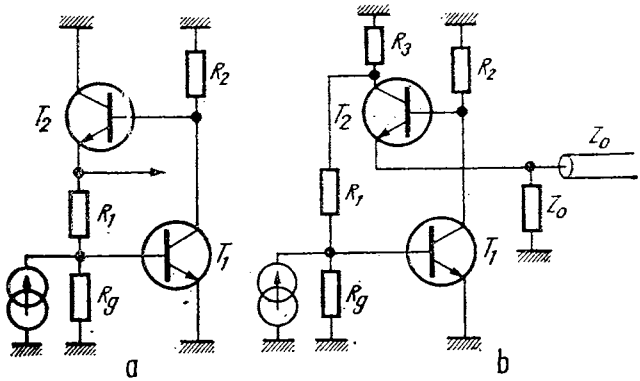


Fig. 6.58. Etaje cu reacție paralel și repetor pe emitor pentru reacție:

a — Etaj caracterizat prin transimpedanță; *b* — Etaj amplificator de curent de bandă largă.

tranzitor. Această eroare apare la măsurarea tensiunilor continue și se manifestă prin deplasarea lentă (secunde sau minute) a liniei afișate, în jurul nivelului corespunzător tensiunii continue aplicate. Valoarea acestei erori depinde de rezistența termică joncțiune mediu ambiant și de rezistența de reacție serie din emitor. În etajele simetrice (diferențiale) această eroare se poate reduce prin alegerea punctului static de funcționare la vîrful parabolei corespunzătoare puterii disipate (fig. 6.59, *a*). În cazul în care rezistența necesară pentru amplificarea etajului este sub valoarea pentru care se îndeplinește condiția de compensare termică $\left(V_{CE_0} = \frac{E_c}{2}\right)$ pentru îndeplinirea acestei condiții în circuitul de colector se introduc grupuri *RC* paralel (fig. 6.59, *b*).

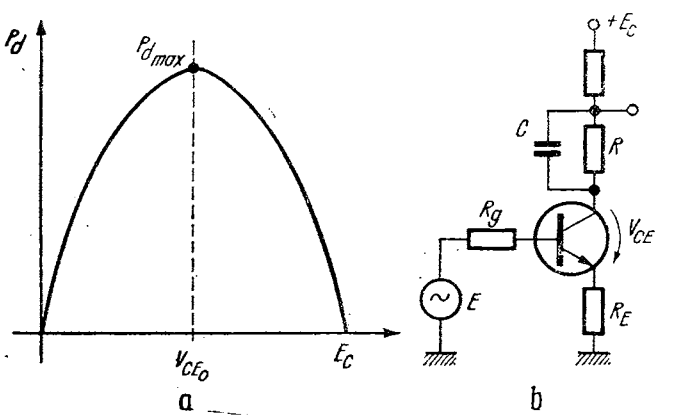


Fig. 6.59. Corecția regimului termic tranzitoriu:

a — Variația puterii disipate a tranzitorului; *b* — Grup *RC* de corecție.

6.6.2. LINIA DE ÎNTÎRZIERE ȘI CORECȚIA DISTORSIUNILOR

În scopul reducerii perturbațiilor care apar datorită dezadaptării la intrarea și/sau ieșirea liniei precum și datorită discontinuităților liniei impedanța generatorului de excitație și impedanța de sarcină se aleg egale cu impedanța caracteristică a liniei.

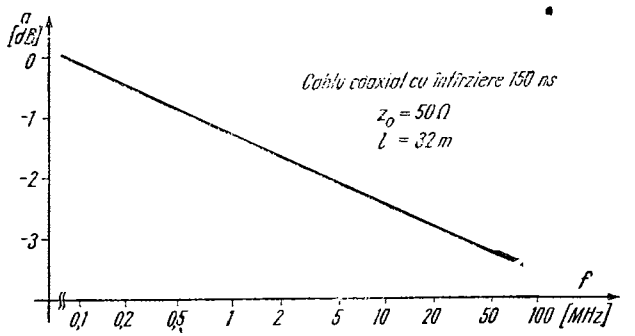


Fig. 6.60. Caracteristica de atenuare a unui cablu coaxial.

Forma constructivă a liniei de întîrziere depinde de banda de trecere a osciloscopului. Se pot utiliza linii simetrice sau asimetrice realizate prin împletire sau înfășurare pe un miez de ferită flexibilă sau suport din teflon cu secțiune transversală circulară. Ansamblul format se izolează prin extrudere cu polietilenă sau teflon iar apoi se acoperă cu o țesătură metalică (cupru argintat). Aceste linii au avantajul unui gabarit restrîns. Dezavantajul principal este apariția unor distorsiuni de fază care se manifestă prin supracreștere cu oscilație sau impuls parazit prefrontal pozitiv sau negativ.

Pentru osciloscoapele de bandă largă se utilizează aproape în exclusivitate cablu coaxial cu izolație din polietilenă sau teflon. Caracteristica de frecvență a unei astfel de linii (fig. 6.60) prezintă o atenuare monoton crescătoare cu frecvența începînd de la aproximativ 100 kHz datorită efectului pelicular.

În domeniul timp distorsiunea se manifestă prin reducerea valorilor instantanee ale semnalului pînă la aproximativ 3,5 μs. Reducerea distorsiunii se realizează în domeniul frecvență cu un circuit de corecție avînd o caracteristică complementară, plasat între emitoarele unui etaj diferențial (fig. 6.61).

În domeniul de frecvență admitanța de transfer al circuitului de corecție din figura 6.61 este de forma:

$$Y_E(j\omega) = G_E + \sum_{i=1}^{n} \frac{j\omega C_i}{1 + j\omega C_i R_i},$$

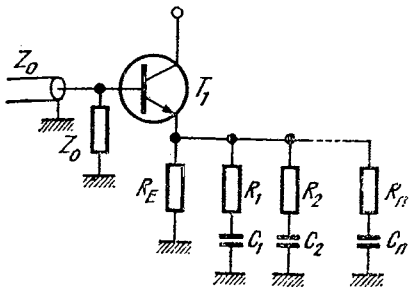


Fig. 6.61. Circuit de corecție pentru atenuarea liniei.

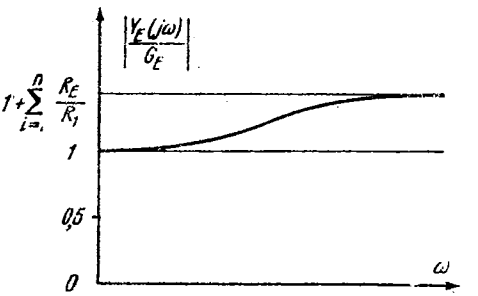


Fig. 6.62. Caracteristica de frecvență corespunzătoare circuitului din figura 6.61.

iar modulul normat

$$\left|\frac{Y_E(j\omega)}{G_E}\right| = \sqrt{\left(1+\sum_{i=1}^{n}\frac{\omega^2 C_i^2 R_i^2 R_E/R_i}{1+\omega^2 C^2 R_i^2}\right)^2+\left(\sum_{i=1}^{n}\frac{\omega C_i R_i R_E/R_i}{1+\omega^2 C_i^2 R_i^2}\right)^2}.$$

Forma unei astfel de caracteristici de corecție este prezentată în figura 6.62.

6.6.3. CIRCUITELE DE INTRARE

Prin circuitele de intrare se înțeleg atenuatorul pentru variația în trepte a coeficientului de deviație verticală, circuitul de impedanță mare de intrare și sonda de măsură pentru reducerea capacității de intrare.

Variația în trepte a coeficientului de deviație verticală se poate realiza fie conectînd pe fiecare treaptă un divizor compensat fie prin conectarea în cascadă a cîte două celule de atenuare 1—2—5 și 1—10—100. În unele aparate se comută valoarea amplificării prin schimbarea factorului de reacție negativă dintr-un etaj de amplificare, soluție care are dezavantajul deplasării liniei de zero la comutarea treptelor de atenuare datorită derivei circuitului de intrare. Acest dezavantaj se înlătură utilizînd un sistem de control automat al derivei.

Schema de principiu a unui atenuator compensat este prezentată în figura 6.63, *a*.

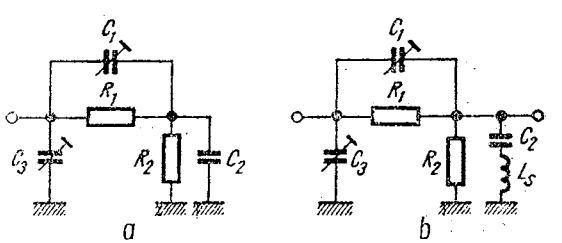


Fig. 6.63. Atenuator compensat:

a — Schema de principiu; *b* — Schemă de principiu pentru calculul caracteristicii de frecvență.

Condiția de compensare este $C_1R_1 = C_2R_2$. Condensatorul C_3 servește pentru egalizarea capacității de intrare pe toate treptele, aceasta fiind o condiție pentru posibilitatea utilizării unei sonde de măsură.

Realizarea constructivă a celulelor de atenuare 100 și 1 000 întîmpină dificultăți datorită inductanței serie a condensatorului C_2, care determină o atenuare în caracteristica de frecvență. Atenuarea normată dedusă pe baza schemei echivalente din figura 6.63, *b* are forma:

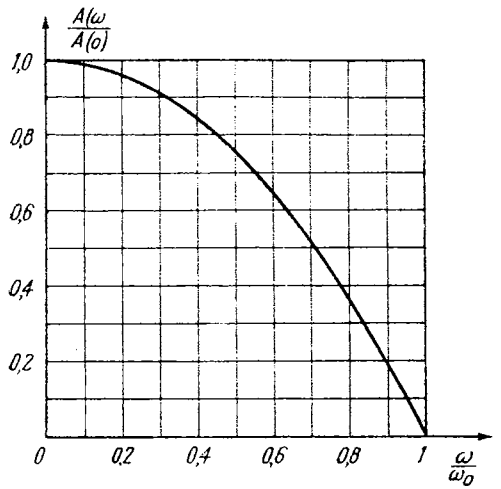


Fig. 6.64. Caracteristica de frecvență a atenuatorului din figura 6.63, *b*.

$$\left|\frac{A(\omega)}{A(0)}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\eta^2(2-\eta^2)}{(1-\eta^2)^2}}}$$

unde

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0},$$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_2}}$ fiind pulsația de rezonanță serie a condensatorului C_2 (L_S este inductanța parazită serie a lui C_2).

Caracteristica de frecvență este prezentată în figura 6.64.

Atenuatoarele din circuitul de intrare sînt urmate de etaje cu impedanță mare de intrare. Necesitatea unor astfel de etaje se justifică atît prin obținerea preciziei de atenuare, cît și prin reducerea curentului de polarizare care se închide pe rezistența de ieșire variabilă a atenuatorului. La coeficienți de deviație mici (5 mV/div.) pentru reducerea derivei amplificatorului vertical se impune utilizarea unor tranzistoare cu efect de cîmp duble. În figura 6.65, *a* se prezintă un etaj cu intrare asimetrică și ieșire simetrică. Tranzistoarele cu efect de cîmp se compensează reciproc. Scopul reglajului de echilibrare (P_2) este aducerea potențialelor porților la egalitate. În aceste condiții variația amplificării (P_A) nu influențează poziția liniei de zero. Diodele D_1 și D_2 precum și grupul R_1 C_1 servesc la protecția circuitului de intrare la supratensiuni pozitive sau negative. Etajul format din celelalte două tranzistoare este inversor-simetrizor cu amplificare variabilă.

Un etaj cu intrare și ieșire asimetrică cu păstrarea tensiunii de zero pe intrare și ieșire este prezentat în figura 6.65, *b*. Circuitul de protecție poate să lucreze cu o singură diodă, nepolarizată în sens invers, numai la semnale mici (coeficienți de deviație sub 5 mV/div.).

Un element important al circuitelor de intrare este sonda de măsură. Se utilizează pe de o parte pentru mărirea impedanței de intrare (creșterea rezistenței de intrare, reducerea capacității de intrare), iar pe de altă parte pentru culegerea semnalelor de curent, fără întreruperea circuitului (sonde de curent).

Constructiv, sondele de tensiune se realizează utilizînd un cablu coaxial avînd conductorul central rezistiv pentru atenuarea regimului tranzitoriu pe linia coaxială. La sondele destinate osciloscoapelor cu bandă peste 50 MHz atenuarea semnalelor reflectate nu mai este posibilă cu păstrarea performanțelor privind banda de trecere la — 3 dB. În acest caz se utilizează un circuit

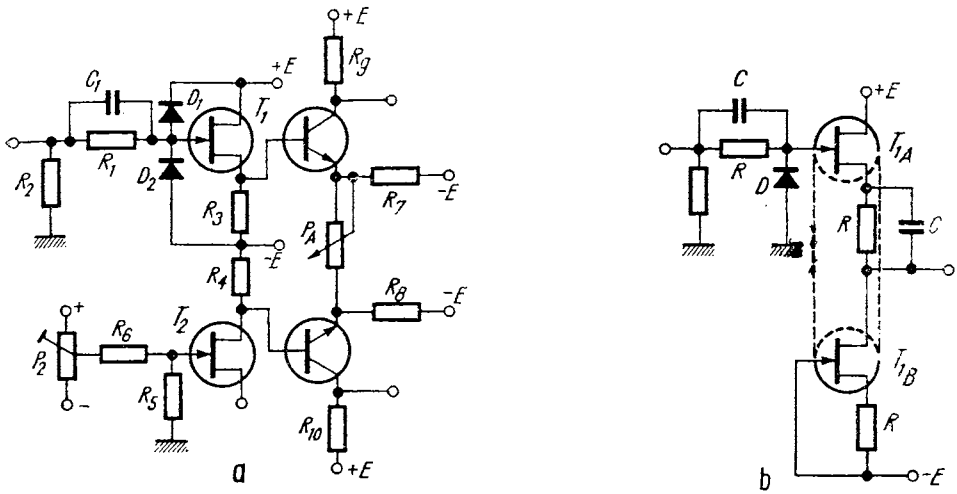


Fig. 6.65. Circuit de intrare:

a — Intrare asimetrică, ieșire simetrică; *b* — Intrare și ieșire asimetrică.

de adaptare conectat la ieșirea din cablu care aproximează impedanța caracteristică a cablului cu pierderi, reducîndu-se în amplitudine semnalele reflectate. Acest circuit permite utilizarea unei rezistențe lineice mai mici pentru îndeplinirea condițiilor impuse privind supracreșterea la impuls treaptă.

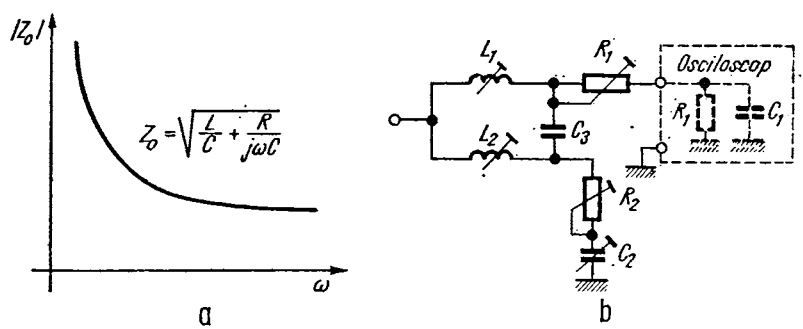


Fig. 6.66. Sonda de măsură:

a — Modulul impendanței caracteristice a cablului cu pierderi; *b* — Circuit de adaptare care aproximează caracteristica din figura 6.66, *a*.

În figura 6.66, *a* se prezintă variația modulului impedanței caracteristice a unui cablu cu conductor central rezistiv iar în figura 6.66, *b* două circuite cuplate avînd două rezonanțe serie care aproximează această caracteristică.

6.6.4. CIRCUITE DE INTRARE CU EȘANTIONARE

Elementul de bază este poarta de eșantionare, un comutator realizat cu diode de comutație foarte rapide (de exemplu diode Schottky). Variantele de porți cu constante concentrate sînt reprezentate în figurile 6.57, *a*, *b* și *c* iar în figura 6.67, *a* o poartă cu constante distribuite.

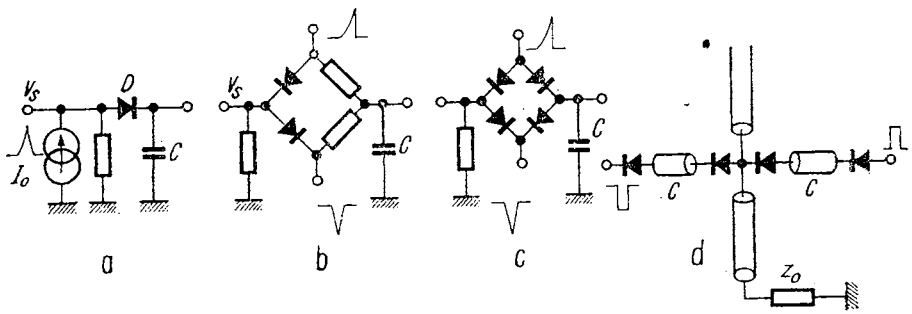


Fig. 6.67. Poarta de eșantionare:

a — Poartă asimetrică cu o singură diodă; *b* — Poartă asimetrică cu două diode; *c* — Poartă simetrică cu punte de diode; *d* — Poartă simetrică cu constante distribuite.

Poarta de eșantionare cu o singură diodă din figura 6.67 are dezavantajul că impulsurile de eșantionare se aplică nu numai porții ci și circuitului de măsurat. Acest dezavantaj se elimină utilizînd o comandă simetrică a porții de eșantionare ca în figurile 6.67, *b*, *c* și *d*. În absența impulsurilor de eșantionare diodele din poartă sînt polarizate invers. Parametrii principali prin care se caracterizează o poartă de eșantionare sînt:

a) eficiența eșantionării;
b) banda de trecere la — 3 dB;
c) zgomotul propriu;
d) distorsiunea de neliniaritate;
e) distorsiunea de pătrundere.

Eficiența eșantionării este raportul dintre variația semnalului la ieșirea porții datorită deschiderii porții și valoarea semnalului eșantionat. Banda de trecere depinde de intervalul de timp de deschidere efectivă a porții. Acest interval depinde de polarizarea diodelor din poartă. La creșterea polarizării inverse crește banda de trecere, iar eficiența eșantionării scade. Zgomotul porții depinde de curentul invers al diodelor și de zgomotul termic al rezistoarelor din poartă.

Porțile de eșantionare pentru osciloscoape de 14...18 GHz se realizează cu constante distribuite (fig. 6.67, *d*). Diodele D_1 și D_2, spre deosebire de porțile cu constante concentrate, se comută succesiv. Frontul anterior al impulsurilor de eșantionare deschide diodele. Semnalul de intrare se propagă și încarcă capacitatea distribuită a segmentului de linie dintre cele două diode. Frontul posterior al impulsului de eșantionare blochează diodele. Impulsul de eșantionare este mai mare ca durată decît timpul de propagare dintre cele două diode. Funcționarea porții începe cu blocarea diodei D_2.

Să presupunem că frontul semnalului intră prin D_1 (în conducție). Cînd frontul ajunge la dioda D_2 ea este blocată deoarece frontul posterior al impulsului de eșantionare a sosit mai înainte. Frontul semnalului se reflectă și ajunge la dioda D_1 care acum este blocată. Astfel frontul semnalului este efectiv „prins" între cele două diode. Timpul de creștere al acestei porți este dublul timpului de propagare între diodele D_1 și D_2, deoarece ambele fronturi trebuie să traverseze distanța între D_1 și D_2. Avantajele acestui tip de poartă sînt următoarele:

a) este necesară numai o singură tranziție cu timp de creștere redus;

b) se reduce substanțial zgomotul datorită utilizării unei singure tranziții;

c) timpul de creștere al porții nu depinde de durata impulsului de eșantionare.

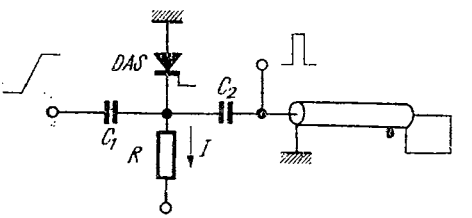


Fig. 6.68. Circuit de formare a impulsului pentru eșantionare.

Comanda porților de eșantionare se realizează cu impulsuri formate cu ajutorul unei diode cu acumulare de sarcină (*DAS*) și a unui segment de linie în scurtcircuit (fig. 6.68).

În starea de așteptare *DAS* este polarizată direct. La aplicarea unui salt de tensiune pozitivă se elimină sarcina stocată în diodă înainte de încărcarea condensatorului C_1. Anularea curentului prin diodă are loc într-un interval de timp foarte scurt (timpul de tranziție al diodei), iar curentul de comutație inversă se aplică prin condensatorul C_2 liniei de formare. Durata impulsului format este egală cu timpul de propagare dus-întors.

Exemplu: o diodă cu acumulare de sarcină avînd timpul de tranziție de 200 ps *și o linie de formare cu izolație teflon de lungime aproximativ* 2 cm *permit obținerea unei durate de impuls de* 200 ps.

6.7. CIRCUITE DE SINCRONIZARE

Circuitele de sincronizare asigură pornirea tensiunii liniar variabile într-un moment stabilit al unui semnal, moment care trebuie să se păstreze de la o imagine afișată la alta.

Există două variante de bază. Prima variantă conține un formator separat de impulsuri de sincronizare care declanșează deschiderea unei porți și generarea tensiunii liniar variabile (*TLV*). Pe durata baleiajului apar în continuare impulsuri de sincronizare care perturbă tensiunea liniar variabilă, perturbații care se pot reduce ca nivel numai printr-un cablaj și ecranare corespunzătoare.

În varianta a doua se elimină acest dezavantaj prin preluarea funcției de formare de către circuitul poartă al baleiajului. Dubla sincronizare se elimină cu ajutorul unei porți auxiliare care nu permite declanșarea tensiunii liniar variabile atîta timp cît terminarea perioadei de reținere are loc în condițiile în care semnalul depășește pragul de comparare.

6.7.1. AMPLIFICATOARELE DE SINCRONIZARE

Condițiile care se impun amplificatoarelor de sincronizare depind de structura amplificatorului pe verticală. În general este de dorit ca prin schimbarea poziției imaginii pe verticală sau reducerea dimensiunii prin reglajul continuu al coeficientului de deviație, să nu apară o desincronizare. Prin urmare semnalul de sincronizare se culege înaintea acestor elemente de reglaj. Amplificarea necesară se determină ținînd seama de amplitudinea semnalului la priza de sincronizare corespunzătoare unei imagini de amplitudine 1,5 ... 2 ori numărul total de diviziuni verticale și de gama de reglaj al nivelului continuu al comparatorului de nivel variabil. Banda de trecere la — 3 dB trebuie să fie cel puțin egal sau mai mare decît banda amplificatorului vertical. Etajele de bandă largă nu diferă în esență de cele prezentate la amplificatoare verticale. Cuplajul între amplificator și comparator se poate realiza în curent continuu, prin rejectarea frecvențelor joase sau înalte intercalînd filtre „trece sus" respectiv „trece jos" care elimină componentele nedorite din semnalul de sincronizare.

6.7.2. COMPARATOARE CU NIVEL VARIABIL

Semnalul de sincronizare internă amplificat de amplificatorul de sincronizare sau aplicat la borna de sincronizare externă se aplică comparatorului de nivel variabil. Un comparator de nivel este format din două tranzistoare cuplate prin emitor (fig. 6.69, *a*) și alimentat cu un generator de curent. Tensiunea diferențială care determină un raport de curent $\frac{I_1}{I_2}$ printr-un tranzistor este dată de relația $\Delta V_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_1}{I_2}$. Suma curenților prin cele două tranzistoare se menține constantă $I_1 + I_2 = I_0$. Fie $I_{fM} < I_0$ pragul de basculare a formatorului de impuls și $I_{fm} < I_0/2$ pragul de revenire a formatorului de impuls. Valoarea instantanee a semnalului necesar pentru basculare formatorului de impulsuri este

$$V_{s_M} = \Delta V_{BE_M} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_{fM}}{I_0 - I_{fM}} > 0, \quad I_{fM} > I_0/2 >$$

Valoarea necesară pentru revenirea formatorului de impuls este:

$$V_{s_m} = \Delta V_{BE_m} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_{fm}}{I_0 - I_{fm}} < 0.$$

Rezultă semnalul vîrf la vîrf care asigură funcționarea formatorului de impuls:

$$V_s = | \Delta V_{BE_M} \Delta V_{BE_m} | = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{fM}(I_0 - I_{fm})}{I_{fm}(I_0 - I_{fM})} \right).$$

Comparatoarele de nivel conțin și comutatorul pentru inversarea pantei semnalului de sincronizare (+, —).

Pentru cazul în care amplitudinea semnalului aplicat sau gama dinamică a reglajului de nivel depășește tensiunea de străpungere bază-emitor se conectează în serie cîte o diodă de protecție (fig. 6.69, *b*).

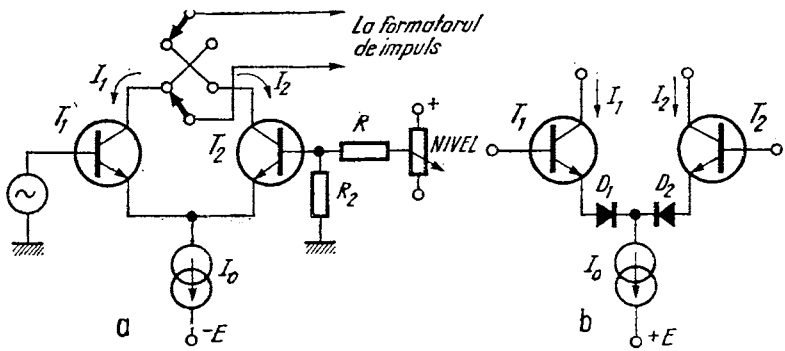


Fig. 6.69. Comparatoare de nivel:
a — pentru semnale mici (max. 5 V); *b* — pentru semnale mari.

În acest caz relația de mai sus devine:

$$V_s^D = \Delta V_{BE_M} - \Delta V_{BE_m} + V_{D_M} - V_{D_m} = \frac{2kT}{e} \ln \frac{I_{fM}(I_0 - I_{fm})}{I_{fm}(I_0 - I_{fM})}.$$

Aceste relații permit determinarea limitelor de tensiune vîrf la vîrf deasupra cărora funcționează formatorul de impuls.

6.7.3. FORMATOARE ȘI SEPARATOARE DE IMPULS DE DECLANȘARE

Reprezentantul clasic al formatoarelor de impulsuri, circuitul basculant Schmitt se regăsește și în osciloscoape. Unele aparate cu sincronizare peste 100 MHz utilizează o variantă îmbunătățită cu patru tranzistoare de foarte înaltă frecvență, conectate într-un montaj cascod (fig. 6.70).

În osciloscoape de bandă largă (peste 50 MHz) dioda tunel se utilizează aproape în exclusivitate pentru formarea impulsului de declanșare. Un asemenea circuit este prezentat în figura 6.71, *a* iar caracteristica diodei tunel în figura 6.71, *b*.

În starea de așteptare prin tranzistorul T trece un curent de polarizare. La bascularea diodei tunel în starea *1* apare un salt negativ de tensiune pe baza tranzistorului T. Curentul de încărcare al capacitorului C prin rezistorul R_1 determină forma impulsului de tensiune pe rezistorul R_2.

Impulsurile de sincronizare pozitive și negative rezultate din derivare se separă fie printr-o diodă de comutație cu rezistență directă mică (fig. 6.72, *a*) fie printr-un tranzistor de comutație separator (fig. 6.72, *b*).

Impulsurile de declanșare se aplică circuitului poartă al generatorului de tensiune liniar variabilă precum și circuitelor auxiliare de sincronizare.

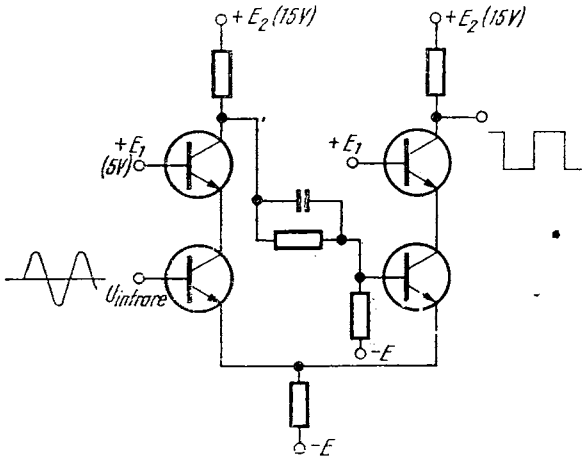


Fig. 6.70. Circuit basculant Schmitt „cascod".

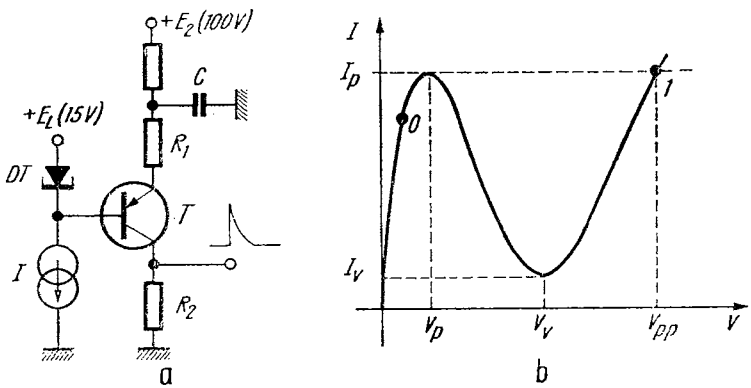


Fig. 6.71. Circuit formator cu diodă tunel.

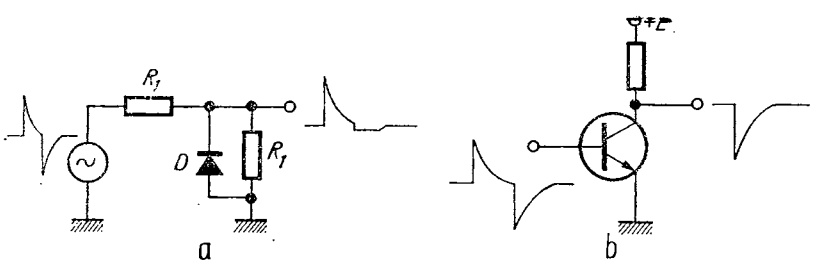


Fig. 6.72. Separatoare de impulsuri de sincronizare:
a — cu diodă; *b* — cu tranzistor.

6.7.4. CIRCUITE AUXILIARE DE SINCRONIZARE

Unul din cele mai utilizate circuite auxiliare este circuitul „*AUTO*". Acest circuit permite afișarea liniei de zero în absența semnalului de sincronizare și funcționarea generatorului *TLV* declanșat în prezența semnalului. Un circuit basculant monostabil întîrzie trecerea generatorului de *TLV* în regim autooscilant pe o durată de aproximativ 0,1 ... 0,5 secunde. Datorită

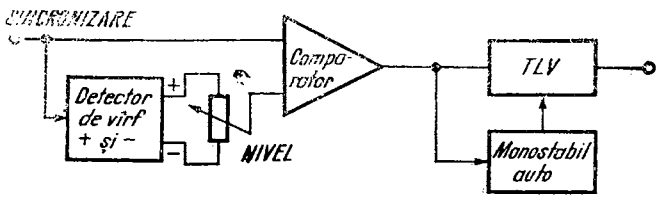


Fig. 6.73. Schema bloc a circuitelor *AUTO* și de reglare automată a nivelului de sincronizare.

impulsurilor de sincronizare aplicate monostabilului cu o perioadă mai mică decît durata de temporizare a monostabilului acesta nu reușește să revină în starea inițială decît în absența semnalului de sincronizare. Un circuit cu prag separă aceste două stări (fig. 6.73).

În cazul des întîlnit în care operatorul are ambele mîini ocupate este deosebit de avantajos un circuit de reglare automată a nivelului de sincronizare, format din două detectoare de valori extreme ale semnalului de sincronizare. Valoarea maximă și minimă a semnalului de sincronizare se aplică printr-o memorie pe cele două extremități ale potențiometrului de nivel. Astfel în prezența semnalului de sincronizare condiția formării impulsurilor de declanșare este întotdeauna îndeplinită.

6.7.5. CIRCUITE DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ PENTRU EȘANTIONARE

Divizarea frecvenței semnalului de sincronizare internă sau externă de foarte înaltă frecvență este necesară pentru a genera impulsuri de eșantionare cu o perioadă minimă de aproximativ 10 μs. Această limită este determinată de timpul de restabilire a condițiilor inițiale în amplificatorul cu bucla închisă cu eșantionarea erorii. Divizarea are loc în cele două etape arătate în figura 6.74.

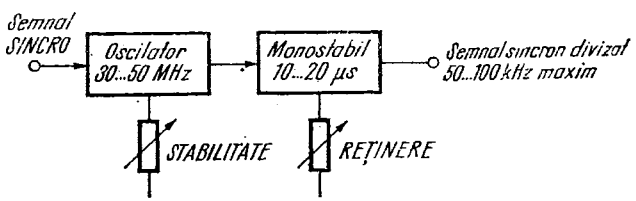


Fig. 6.74. Schema bloc a unui circuit divizor pentru eșantionare.

În prima etapă semnalele avînd perioadă de repetiție de aproximativ 1 ns sincronizează un oscilator de 30 ... 50 MHz. Semnalul sincron de perioadă 20...30 ns comandă circuitul de reținere variabilă (timp „mort") prin intermediul porții generatorului de tensiune liniar variabilă.

O nouă declanșare poate avea loc numai după trecerea perioadei de reținere de aproximativ 10...20 μs. În acest mod semnalele de foarte înaltă frecvență se divizează în semnal sincron de aproximativ 50...100 kHz.

6.8. GENERATOARE DE SEMNAL PENTRU DEVIAȚIE ORIZONTALĂ

Semnalul de deviație orizontală este necesar pentru afișarea în timp real sau explorarea imaginii în timp echivalent (osciloscoape cu eșantionare) pe o scară liniară de timp care corespunde la un anumit coeficient de baleiaj, avînd precizată limita erorii tolerate.

Atît la osciloscoapele clasice (în timp real) cît și la cele cu eșantionare (în timp echivalent) generarea tensiunii de deviație pe orizontală are loc prin încărcarea și descărcarea unui capacitor de temporizare. În primul caz încărcarea are loc la curent constant iar în al doilea caz în impulsuri de curent. Valoarea de început (stînga ecranului) a tensiunii de deviație este determinată de tensiunea la care s-a descărcat capacitorul iar valoarea finală (dreapta ecranului) este determinată de nivelul de comparație a unui comparator. În ambele cazuri comanda de descărcare și încărcare este asigurată de circuitul poartă.

6.8.1. CIRCUITE POARTĂ

În principiu ca circuit poartă se utilizează un circuit cu două stări stabile. Starea în care poarta este deschisă este comandată de un impuls de sincronizare iar starea de blocare se stabilește la atingerea valorii finale a tensiunii de deviație orizontală.

La frecvențe joase de repetiție se pot utiliza circuite basculante Schmitt sau bistabile. Peste 50 MHz se utilizează variante Schmitt-cascod sau porți cu circuite integrate *ECL* sau diode tunel.

O variantă de circuit poartă, care elimină necesitatea unui formator de impulsuri este prezentată în figura 6.75, *a*.

Porțile P_1 și P_2 sînt porți integrate „*SI*" de tip *ECL*. În figura 6.75, *b* se prezintă semnalele caracteristice față de *TLV* ales ca referință. Basculareа porților din starea „*1*" în starea „*0*" are loc în momentul în care pe toate intrările unui circuit se aplică nivel logic „*0*". În momentul t_1 se termină perioada de reținere și tensiunea liniar variabilă poate fi declanșată (rearmarea circuitului poartă). Dacă nu ar exista poarta P_1, care în momentul t_1 nu-și schimbă starea „*1*" de la ieșire decît în momentul t_2, tensiunea liniar variabilă s-ar putea declanșa atît în momentul t_1 cît și în momentul t_3. Astfel apare o dublare a imaginii, numită sincronizare dublă. Poarta P_1 are tocmai rolul de

a elimina posibilitatea declanșării tensiunii liniar variabile de către semnalul de armare (treapta de la sfîrșitul perioadei de reținere) în condițiile în care semnalul de sincronizare îndeplinește condițiile pentru declanșare. Numai după bascularea porții P_1 din momentul t_2 se îndeplinește condiția de basculare a

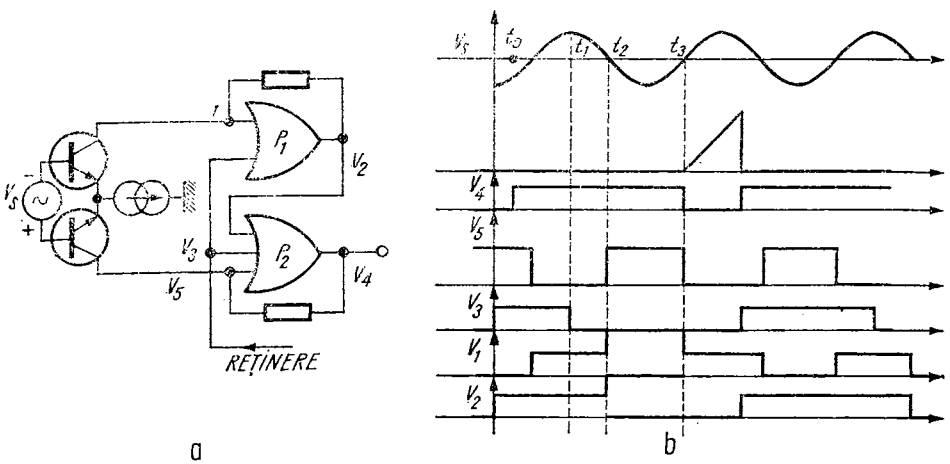


Fig. 6.75. Circuit poartă:
a — Schema de principiu; *b* — Semnale caracteristice funcționării.

porții P_2 prin trecerea prin zero a semnalului de la intrare. Acest tip de circuit permite eliminarea circuitului formator de impulsuri a perturbațiilor introduse asupra tensiunii liniar variabile.

6.8.2. GENERATOARE DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

Tensiunea liniar variabilă (*TLV*) se generează prin încărcarea unui capacitor la un curent constant I_0. Ecuația de încărcare are forma:

$$V_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t I_0 \, dt = \frac{I_0}{C}\, t \, .$$

Încărcarea la curent constant se poate realiza prin două variante de circuit:

a) Integrator Miller, format dintr-un amplificator cu impedanță mare de intrare (tranzistoare cu efect de cîmp), și impedanță mică de ieșire (repetor pe emitor) din figura 6.76.

Pe durata impulsului negativ diodele D_1 și D_2 sînt blocate și condensatorul C se încarcă la un curent constant $I_0 = E_c/R$. Descărcarea condensatorului are loc prin dioda D_2 și rezistența de ieșire a amplificatorului operațional. Dioda D_1 asigură descărcarea capacitorului C la o tensiune apropiată de zero. Sursele de erori care determină limitele erorii tolerate sînt următoarele:

— curentul invers al diodei D_2 raportat la I_0;

— variația de tensiune la „bornele" rezistenței de ieșire (datorită variației curentului constant de la o treaptă la alta) raportat la produsul AE_c, unde A este amplificarea de tensiune a amplificatorului;

— suma toleranțelor condensatoarelor și rezistențelor de pe treapta pe care se execută etalonarea și treapta pe care se verifică valoarea coeficientului de baleiaj;

— curentul de intrare raportat la I_0.

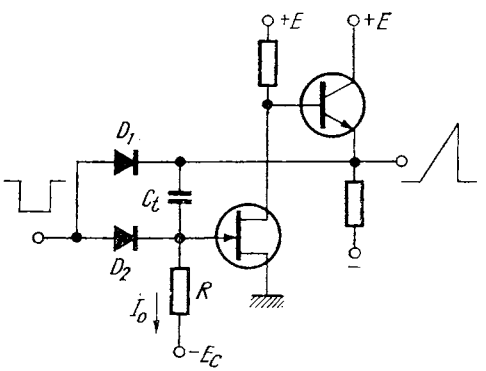


Fig. 6.76. Integrator Miller.

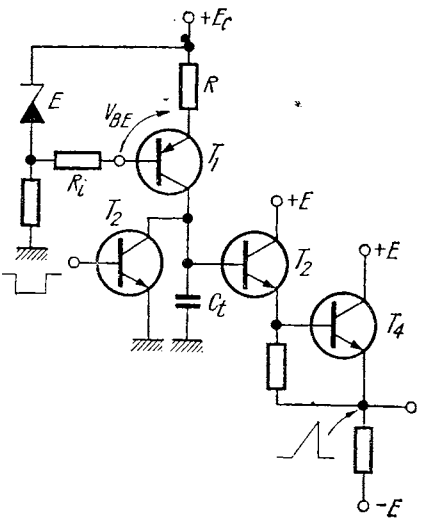


Fig. 6.77. Generator de curent cu tranzistor.

Avantajul principal pe care îl prezintă integratorul Miller este posibilitatea realizării unor trepte lente (exemplu 1...5 s/div.) cu valori mici de capacități (1 μF), precum și limita de erori tolerate reduse.

b) Generator de curent cu tranzistor (fig. 6.77).

Curentul constant generat are valoarea $I_0 = \frac{E - V_{BE}}{R}$.

Sursele de erori care determină limita erorii tolerate sînt următoarele:

— variația tensiunii bază emitor de la o valoare de curent la alta raportat la tensiunea $E - V_{BE}$;

— variația lui h_{21E} la diverse valori de curent, eroarea fiind

$$\varepsilon_{h_{21E}} = \frac{h_{12E} - h_{21E_0}}{h^2_{21E_0}};$$

— variația curentului de bază determină variația tensiunii pe „bornele" rezistenței interne a sursei, eroarea fiind

$$\varepsilon_g = \frac{I_B \cdot R_i}{E - U_{BE}};$$

— curentul invers al tranzistoarelor T_1, T_2 și T_3 raportat la I_0;
— curentul de bază al etajului repetor Darlington;
— suma toleranțelor capacitoarelor și rezistoarelor de pe treapta pe care se execută etalonarea și treapta pe care se verifică valoarea coeficientului de baleiaj.

Tranzistorul T_2 descarcă capacitorul C la sfîrșitul TLV, iar tranzistoarele T_3, T_4 formează un etaj dublu repetor pe emitor avînd un curent de intrare redus.

6.8.3. CIRCUITE DE REȚINERE

Circuitele de reținere funcționează pe de o parte ca comparatoare de nivel pentru fixarea valorii finale a TLV și comandă descărcarea condensatorului de temporizare, iar pe de altă parte asigură descărcarea completă a condensatorului de temporizare prin blocarea posibilității declanșării TLV pe o durată numită perioadă de reținere strîns legată de perioada de temporizare. O schemă bloc a unui asemenea circuit este prezentată în figura 6.78.

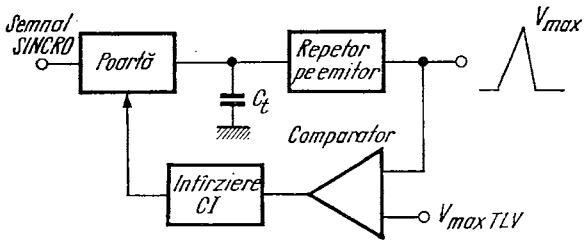


Fig. 6.78. Schemă bloc a circuitului de reținere.

Un circuit basculant Schmitt pe funcție de comparator de nivel basculează la atingerea nivelului final al TLV și comandă prin intermediul porții descărcarea condensatorului de temporizare C_t. Revenirea circuitului basculant în starea inițială este întîrziată de circuitul de întîrziere CI. Pe durata reținerii condensatorul de temporizare se descarcă la valoarea corespunzătoare începutului baleiajului.

6.9. CIRCUITE DE COMANDĂ A LUMINOZITĂȚII

În afară de funcția principală, cea de stingere pe cursa inversă a baleiajului, amplificatoarele de stingere primesc și execută o serie de comenzi specifice fiecărui bloc funcțional. De exemplu:

a) Un amplificator vertical avînd mai multe canale comutate cu o frecvență dată pe intrarea amplificatorului final, generează sincron cu semnalul de comutație a canalelor un semnal de stingere cu ajutorul căruia se elimină regimul tranzitoriu care apare la comutarea canalelor.

b) O bază de timp dublă funcționînd în modul „*A intensificat de B*" trimite un impuls de reducere a luminozității baleiajului A în afara porțiunii corespunzătoare baleiajului B.

c) Trecerea de la un punct afișat la altul are loc cu un regim tranzitoriu (osciloscoape cu eșantionare), care trebuie să fie stins.

Configurația de circuit depinde de posibilitățile de comandă ale tubului catodic. La majoritatea tuburilor comanda de stingere se poate aplica numai pe grilă sau catod. Rezultă două dezavantaje. Primul dezavantaj se datorește faptului, că grila și catodul se află la un potențial de aproximativ $-1...-2$ kV. Cuplajul trebuie realizat cu transmiterea componentei continue. În caz contrar apare o variație a luminozității pe cursa directă la funcționarea în regim declanșat, datorită variației factorului de umplere al impulsului de stingere. Al doilea dezavantaj constă în necesitatea realizării unor timpi de creștere mici cu o supracreștere sau supraoscilație neglijabilă. Necesitatea unui timp de creștere redus se impune în scopul reducerii întîrzierii liniei de întîrziere din amplificatorul vertical, iar printr-un răspuns fără supracreștere se asigură uniformitatea luminozității de la începutul baleiajului.

Cele două dezavantaje se elimină dacă stingerea se realizează prin deviația fascicolului electronic, la tuburile catodice la care este prevăzut asemenea electrod.

6.9.1. CIRCUITE DE COMANDĂ PRIN DEVIAȚIA FASCICOLULUI ELECTRONIC

Electrodul special destinat acestui scop necesită un impuls de comandă de aproximativ două ori mai mic decît cel necesar pe grilă, ceea ce permite reducerea timpului de creștere la jumătate. O altă sursă de reducere a timpului de creștere este dată de faptul că semnalul de comandă poate prezenta o supracreștere care nu este vizibilă pe ecran. Un exemplu de circuit este prezentat în figura 6.79.

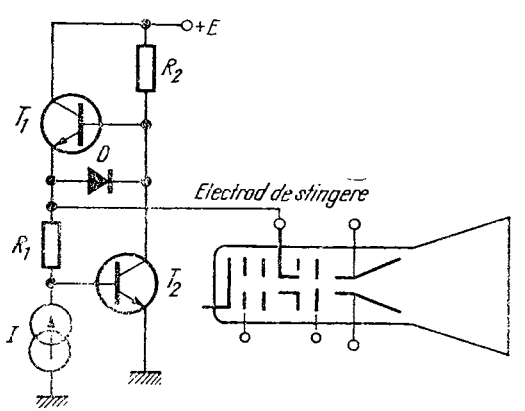


Fig. 6.79. Circuit de comandă a luminozității prin deviația fascicolului electronic.

Dezavantajul acestui tip de comandă în comparație cu stingerea prin blocarea tunului electronic este uzura prematură a catodului tubului catodic datorită solicitării sale permanente.

6.9.2. CIRCUITE DE COMANDĂ PRIN BLOCAREA TUNULUI ELECTRONIC

Circuitul trebuie să asigure translația de potențial pentru semnalul de comandă și răspuns cu supracreștere minimă. Translația de potențial se poate realiza prin transmiterea componentei continue cu ajutorul unui modulator-

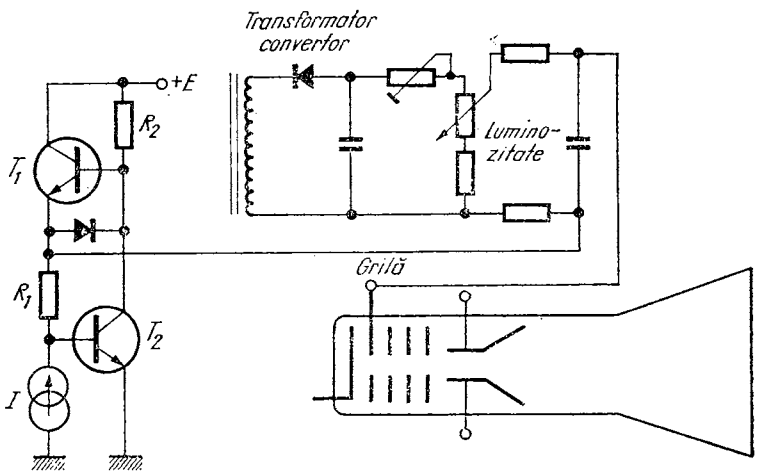


Fig. 6.80. Circuit pentru translație de potențial.

demodulator și transmiterea componentelor de înaltă frecvență prin cuplaj cu condensator.

O variantă mai simplă este translația de potențial cu ajutorul unei surse auxiliare cu masă flotantă a convertorului de înaltă tensiune, arătată în figura 6.80.

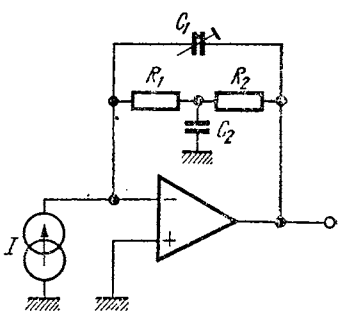


Fig. 6.81. Circuit de comandă cu reacție prin T podit.

Un circuit specific cu reacție negativă paralel prin rețea „T podit" ajustabil care rezolvă problema optimizării timpului de creștere și a supracreșterii este prezentat în figura 6.81.

Impedanța de transfer normată și caracteristica amplitudine-frecvență au forma:

$$\frac{z_T(p)}{z_T(0)} = \frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_1 + p^2\tau_1\tau_2}$$

$$\left|\frac{z_T(j\omega)}{z_T(0)}\right| = \sqrt{\frac{1 + x^2}{(1 - x^2\gamma)^2 + x^2\gamma^2}}$$

în care $z_T(0) = R_1 + R_2$ este impedanța de transfer la joasă frecvență;

$x = \omega\tau_2$ — pulsația normată;

$\gamma = \frac{1}{\delta} = \frac{\tau_1}{\tau_2}$ — parametru, în care

$\tau_1 = C_1(R_1 + R_2)$

$\tau_2 = C_2 \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$.

În figura 6.82 s-au reprezentat caracteristicile de amplitudine-frecvență pentru cîteva valori ale parametrului.

Răspunsul normat al circuitului în domeniul timp de impuls treaptă are forma:

$$\frac{u\left(\frac{t}{\tau_1}\right)}{u(\infty)} = 1 - e^{-\frac{t}{2\delta}}\left(\cos\omega_0\frac{t}{\tau_1} + \frac{1 - 2\delta}{\sqrt{4\delta - 1}}\sin\omega_0\frac{t}{\tau_1}\right).$$

Se observă că răspunsul optim avînd timpul de creștere 1,32 τ_1 și supracreștere 1% se obține pentru $\delta = 0{,}35$. Reducerea timpului de creștere față de circuitul fără capacitorul C_2 (2,2 τ_1) este de 40%.

6.10. AMPLIFICATOR DE DEVIAȚIE ORIZONTALĂ

Principalele condiții care se impun sînt legate de:

a) banda de trecere la — 3 dB;

b) precizia coeficientului de deviație orizontală și de baleiaj;

c) liniaritatea deviației începînd cu apariția luminorității;

d) regimul tranzitoriu și întîrzierea față de semnalul de tensiune liniar variabil aplicat;

e) funcționarea ca limitator la creșterea amplificării pentru obținerea coeficienților mici de baleiaj.

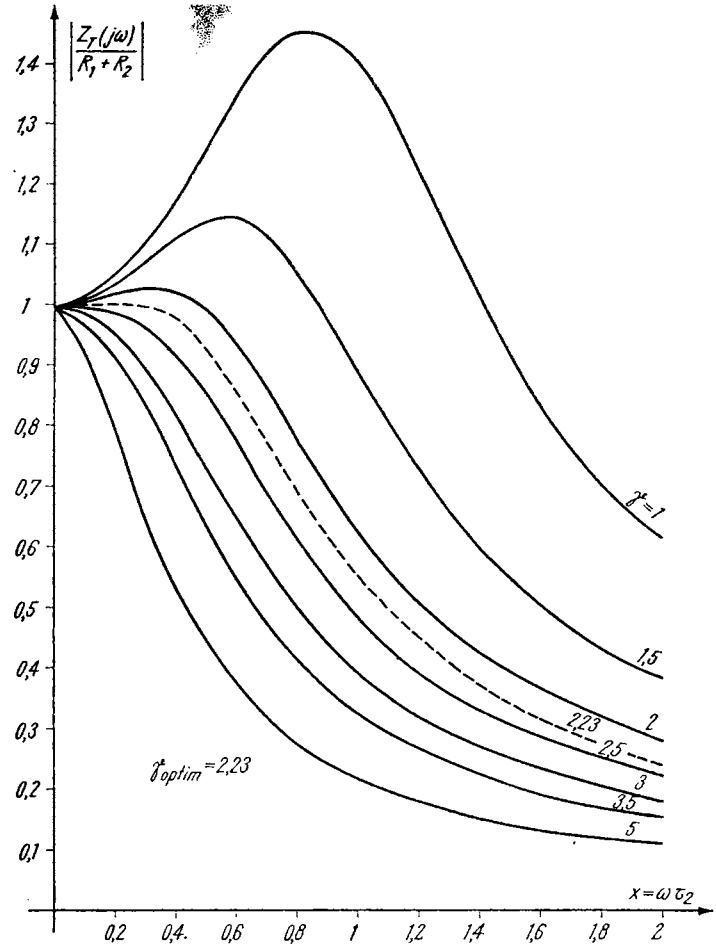


Fig. 6.82. Caracteristica de frecvență a circuitului din figura 6.81.

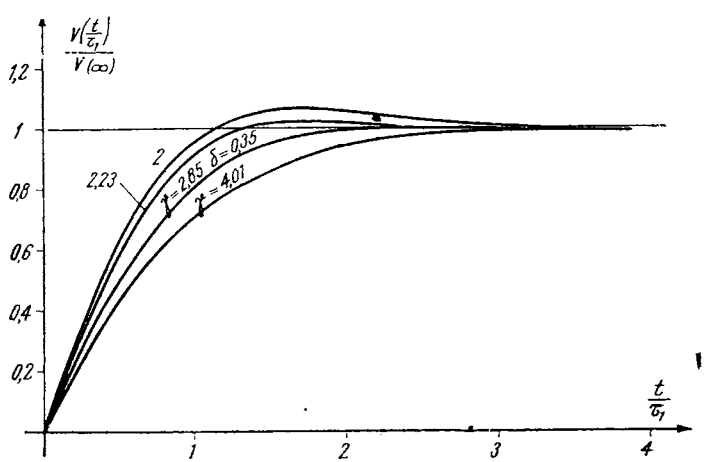


Fig. 6.83. Răspunsul tranzitoriu la impuls treaptă al circuitului din figura 6.81.

6.10.1. ETAJE FINALE

Etajele finale sînt similare cu cel prezentat în figura 6.81. Deosebirea apare la viteze rapide de deviație și constă în realizarea complementară pe cele două jumătăți simetrice astfel încît semnalul liniar crescător să comande tranzistoarele npn iar semnalul scăzător pe cele pnp.

Astfel se elimină distorsiunea de neurmărire, datorită blocării tranzistoarelor care funcționează pe sarcina capacitivă a plăcilor de deviație.

O altă problemă este distorsiunea datorită regimului tranzitoriu termic, care apare la variația puterii disipate pe tranzistoare în timpul aplicării *TLV*. Efectul se manifestă ca o eroare de neliniaritate a coeficientului de baleiaj și poate fi redus similar ca la amplificatoare verticale.

6.10.2. ETAJE CU AMPLIFICARE VARIABILE ÎN TREPTE

Aceste etaje trebuie să asigure extinderea valorilor coeficienților de baleiaj (exemplu x2, x5, x10) prin creșterea amplificării etajului cu factorul corespunzător.

O variantă de circuit este prezentat în figura 6.84.

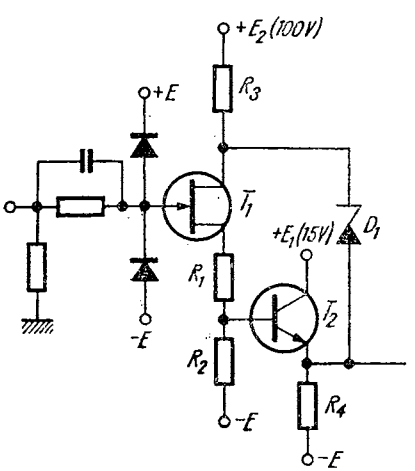


Fig. 6.84. Etaj cu amplificator-limitator.

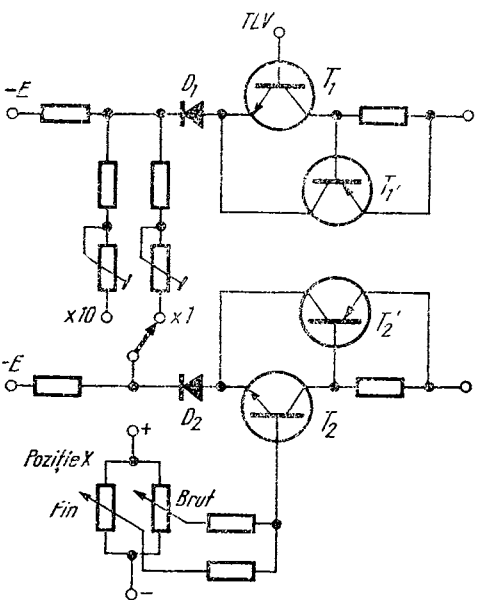


Fig. 6.85. Circuit de intrare *X*.

Pentru o valoare V_X reglată cu potențiometrul de poziție X etajul funcționează ca limitator în afara intervalului de tensiune V_1V_2 de pe TLV. Limitarea are loc prin blocarea diodei D_1 și a tranzistorului T_1 pentru $V_{TLV} > V_1$ respectiv D_2 și T_2 pentru $V_{TLV} > U_2$.

6.10.3. CIRCUITE DE INTRARE

Circuitele de intrare pot transmite fie unor semnale exterioare de deviație orizontală, semnalul TLV fiind aplicat direct la etajul final X, fie ambele semnale.

În primul caz condițiile sînt impuse de banda de trecere la -3 dB, liniaritatea și precizia coeficienților de deviație orizontală, iar în al doilea caz de precizia și liniaritatea coeficientului de baleiaj.

Spre deosebire de circuitele de intrare de la amplificatorul vertical care funcționează la semnal mic, semnalul TLV aplicat are amplitudinea 5—10 V. În aceste condiții tranzistoarele cu efect de cîmp utilizate ca simplu repetor își schimbă punctul de funcționare în timpul aplicării TLV. Utilizarea unei reacții negative totale (boot-strap) permite funcționarea liniară pentru toată amplitudinea TLV. Un asemenea circuit de intrare este prezentat în figura 6.85.

BIBLIOGRAFIE

1. Jory, F. W., *Designing an oscilloscope for research and developpement*, în: Electronic Engine ering, april 1970.
2. Millard, A. R., *Some advances in oscilloscope design and application*, în: Electronic Engineering, april 1970.
3. Salmon, E. J. G. și Wilsher, K. R., *Delay timebases*, în: Electronic Engineering, april 1970.
4. Mulvey, J., *Sampling oscilloscope circuits, Tektronix-Circuit Concepts Series*, 1970.
5. *Automated Testing Systems, Tektronix-Measurement Concepts Series* 1970.
6. * * * *Prospect pentru osciloscopul* PM 3250-Philips.
7. * * * *Tektronix products 1975* — catalog.
8. Oliver, B. M. și Cage, J. M., editori, *Electronic Measurements Instrumentation*, McGraw Hill Book Company, New York, 1971, capitolul 11.
9. Czech, J., *Oscilloscope Measuring Technique.* Philips Technical Library 1965.
10. Millner, R., *Katodenstrahl. Oszillographen.* VEB Verlag Technik 1967.
11. Chuck, V., *Cathode-ray Tubes. Circuit Concepts Series.* Tektronix 1967.
12. * * * *Storage Cathode-ray Tubes and Circuits. Circuit Concepts Series* Tektronix, 1968.
13. Orwiler, B., *Oscilloscope Vertical Amplifiers. Circuit Concepts Series* Tektronix, 1969.
14. Hanger, M., *Oscilloscope Trigger Circuit Concepts Serie* Tektronix, 1969.
15. Kinman, M., *Brown Sweep Generators. Circuit Concepts Series* Tektronix, 1969.
16. Kenneth, A., *Horizontal Amplifier Circuits. Circuit Concepts Series* Tektronix, 1969.
17. Reabinin, A. *Strcboscopicescoe oscilografircvanie signalev nanosecundnci dlitelnosti.* Moskva 1968.

18. Grove, W., *Sampling for Oscilloscopes and Other RF Systems: DC trough X-band.* IEEF Trans. Microwave Theory and Technique vol. MTT-14 pp. 629—635. December, 1966.
19. Wayne, A., *Errors in High-frequency Oscilloscope Measurements* Hewlett-Packard J. vol. 20. November, 1968.
20. Weber, J., *Oscilloscope Probe Circuits. Circuit Concepts Series* Tektronix, 1969.
21. Zimmerman, A., *The State of the Art in Sampling.* Service Scope nr. 53, Tektronix Inc., October 1968.
22. Talens , J., *The Dual Trace 50 MHz Oscilloscope.* Philips E. M. M. 3/1969.
23. Orreval, L., *The PM 3400 a New Sampling Oscilloscope with Rise Time of 200 ps.* Philips E.M.M.N. 2/1970.
24. Thomas, K., A Power-*Thrifty Portable Oscilloscope.* Hewlett. Packard J. May 1971.
25. Coombs, C.; *Basic Electronic Instrument Handbook.* McCraw Hill Book Company, 1972.
26. STAS 9422/1-73 *Osciloscoape. Terminologie.*
27. STAS 9422/1-74 *Osciloscoape. Metode de incercare.*
28. * * * *Expression of the Properties of Cathode-ray Oscilloscope* IEC Recomandation, Publication 351, 1971.
29. * * * *Revision of Publication 351,* IEC Recomandation, December 1971.
30. * * * *Recomandation for the Expression of the Properties of Sampling Oscilloscopes.* IEC Publication, March 1973.

7.

Înregistratoare

7.1. GENERALITĂȚI

Înregistrarea rezultatelor măsurării, cu scopul de a putea examina ulterior și evalua aceste rezultate, este o operație care se efectuează cu ajutorul *înregistratoarelor* (sinonim: aparate de măsurat înregistratoare). Înregistrarea este necesară în situații ca: măsurarea unor mărimi variabile în timp, măsurarea unor mărimi care depind una de alta, măsurări simultane de mai multe mărimi, analiza spectrală sau corelațională, ridicarea caracteristicilor unor traductoare sau a altor dispozitive, măsurări statistice etc.

Există o varietate mare de tipuri de înregistratoare, care diferă prin principiu de funcționare, caracteristici și performanțe. Pentru utilizator, ca ghid în alegerea celui mai potrivit tip de înregistrator, cei mai importanți parametri de performanță sînt următorii:

a) Gama dinamică: raportul dintre valoarea maximă a semnalului, care poate fi înregistrată pe un canal, și valoarea minimă care poate fi încă detectată.

b) Precizia de măsurare (a amplitudinii): gradul de corectitudine a valorii înregistrate, exprimat prin diferența dintre valoarea înregistrată și valoarea reală a semnalului aplicat înregistratorului. De obicei, această diferență se raportează la intervalul de măsurare și se exprimă în procente.

c) Lărgimea de bandă: intervalul de frecvențe în care eroarea de înregistrare nu depășește o anumită valoare, de exemplu $\pm 5\%$ sau ± 3 dB. La majoritatea înregistratoarelor limita inferioară a intervalului de frecvențe este 0 Hz.

d) Numărul de canale de înregistrare: numărul de variabile care pot fi înregistrate simultan.

e) Forma materială a înregistrării: pe hîrtie, pe microfilm, pe bandă magnetică etc.

7.1.1. TIPURI PRINCIPALE DE ÎNREGISTRATOARE

Există trei categorii mari de înregistratoare analogice*: (*a*) servoînregistratoare; (*b*) înregistratoare galvanometrice; (*c*) înregistratoare magnetice.

Servoînregistratoarele sînt compensatoare (potențiometre) cu echilibrare automată prin servomotor. Ele pot fi folosite pentru înregistrarea semnalelor lent variabile în timp. Sînt de tipul Y-t (o variabilă Y în funcție de timpul t) sau de tipul X-Y (o variabilă Y în funcție de o altă variabilă X).

Înregistratoarele galvanometrice folosesc mecanisme magnetoelectrice (cu bobină mobilă)**, prevăzute cu peniță inscriptoare fixată de acul indicator sau cu un sistem optic de transmitere a mișcării în vederea înregistrării fotografice. Cele cu peniță funcționează pînă la frecvențe de 100...200 Hz, iar cele fotografice pînă la 10...30 kHz.

Înregistratoarele magnetice, similare magnetofonului uzual, cu bandă magnetică din material plastic, lucrează prin înregistrare directă sau cu modulație. Banda lor de frecvență ajunge pînă la ordinul megaherzilor.

Schematic, principalele tipuri de înregistratoare se pot prezenta astfel:

- Înregistratoare analogice
  - Servoînregistratoare
    - de tip $Y - t$
    - de tip $X - Y$
  - Înregistratoare galvanometrice
    - cu scriere
    - fotografice
  - Înregistratoare magnetice
    - directe
    - cu modulare

În tabelul 7.1 sînt rezumate, cu titlu de exemplificare, principalele performanțe ale acestor tipuri de înregistratoare.

Tabelul 7.1 **Performanțe ale principalelor tipuri de înregistratoare**

	Servoînregistratoare	Înregistratoare galvanometrice		Înregistratoare magnetice	
		cu peniță	fotografice	directe	cu modulație
Gama dinamică	1000/1	80/1	800/1	50/1	400/1
Precizia	0,05%	2%	2%	30%	2...5%
Lărgimea de bandă: întreaga scară	0...1 Hz	0...30 Hz	0...1 kHz	300 Hz...	0...80 kHz
interval redus	0...10 Hz	0...100 Hz	0...25 kHz	...1,6 MHz	0...160 kHz
Costul, pe canal de înregistrare (în unit. convenționale)	100	400	200	1 200	1 200
Număr maxim de canale (fără diviziune în timp)	3	8	42	56	52

* Înregistratoarele numerice de date, cunoscute de obicei sub denumirea de memorii (magnetice, cu cartele perforate etc.) formează o clasă aparte și nu vor fi tratate în acest capitol.

**) Există și alte sisteme, ca de exemplu electromagnetice polarizate sau electrodinamice, dar de utilizare restrînsă.

7.1.2. SISTEME DE COORDONATE PENTRU ÎNREGISTRARE

La înregistrarea *Y-t* (o variabilă în funcție de timp) se folosesc, în principal, trei tipuri de sisteme de coordonate: cartesiene, curbilinii sau polare (fig. 7.1). La primele două, axa timpului este rectilinie și îndreptată în lungul

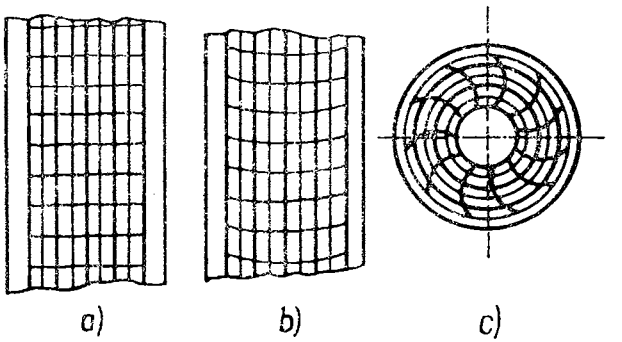


Fig. 7.1. Tipuri de sisteme de coordonate folosite la înregistrarea *Y-t*:
a — coordonate cartesiene (coordonate rectangulare); *b* — coordonate curbilinii; *c* — coordonate polare.

benzii de hîrtie; la ultima, unghiul de rotație în jurul centrului diagramei este proporțional cu timpul.

La înregistrarea *X-Y* se folosesc practic numai coordonate cartesiene.

7.1.3. SISTEME DE IMPRIMARE

Pentru imprimarea (scrierea) pe hîrtia de înregistrare se folosesc numeroase procedee. Cele mai răspîndite sînt rezumate în tabelul 7.2, împreună cu unele avantaje și dezavantaje ale lor [2], [3].

Tabelul 7.2 **Sisteme de imprimare folosite la înregistratoare**

Sistem de imprimare	Cerneală și peniță	Electrică	Prin presiune sau termică	Fotografică
Avantaje	Cost inițial redus Cost redus al hîrtiei Trasee multicolore Înregistrări durabile	Nu necesită întreținere Înregistrare curată Viteză de înregistrare mare	Cost inițial redus Nu necesită întreținere Viteză de înregistrare mare	Viteză de înregistrare foarte mare
Dezavantaje	Înregistrare nu totdeauna curată Capilarele se pot îmbîcsi Necesită întreținere	Cost ridicat al hîrtiei Costul inițial ridicat Produce perturbații electromagnetice	Cost ridicat al hîrtiei Înregistrări mai puțin durabile	Cost inițial ridicat Cost ridicat al hîrtiei

De departe cea mai răspîndită este scrierea cu peniță și cerneală, care este și cea mai ieftină. Cerneala, de diferite culori, este înmagazinată într-un rezervor sau într-un cartuș. Tocul de scris este format dintr-un suport elastic, conducta capilară și capilara de scris. Capilarele de scris sînt din sticlă, metal sau safir; în ultimul timp se folosesc și unele din fibre și material plastic. Hîrtia de înregistrare este de calitate specială, stabilă față de variațiile de temperatură și de umiditate.

Mai rar se folosește înregistrarea cu toc cu bilă, care necesită o presiune mai mare pe hîrtia de înregistrare.

Metodele electrice de înregistrare sînt bazate fie pe procese electrolitice, fie pe scîntei. Procesul electrolitic este analog acoperirii galvanice: cantități infime de metal de pe anod sînt depuse pe hîrtia în mișcare. La înregistrarea prin scîntei se folosește o hîrtie acoperită cu un strat metalic subțire; scînteia formată între vîrful înregistratorului și pelicula metalică, la o tensiune de ordinul sutelor de volți, arde un strat superficial al hîrtiei și expune stratul următor, de nuanță mai închisă [4].

Metodele bazate pe presiune folosesc de obicei o hîrtie cerată, pe care vîrful înregistratorului lasă o urmă fină. Similare sînt și metodele termice: în acest caz vîrful înregistratorului este încălzit electric și lasă o urmă carbonizată pe hîrtie.

În sfîrșit, înregistrarea fotografică modernă folosește radiația ultravioletă a unei lămpi cu vapori de mercur. Hîrtia fotosensibilă este de tip special, fără a necesita developare chimică. Ea este practic insensibilă la lumina zilei [5].

7.2. SERVOÎNREGISTRATOARE

Servoînregistratoarele sau înregistratoarele cu sistem de urmărire folosesc un servomotor pentru acționarea cursorului unui potențiometru liniar, în scopul echilibrării circuitului de măsurare. Precizia aparatului este dată în primul rînd de precizia potențiometrului, ajungînd pînă la 0,1%. În schimb, datorită inerției părților mobile, posibilitatea urmăririi fenomenelor rapide este redusă. Aceste înregistratoare se folosesc practic numai pentru înregistrarea mărimilor cu variație lentă în timp: mărimi caracteristice unor procese industriale (temperatură, debit, presiune etc.), valori medii ale unor mărimi periodice și altele.

7.2.1. ÎNREGISTRATOARE *Y-t*

Înregistratoarele *Y-t* înregistrează o mărime în funcție de timp. Ele sînt numite și înregistratoare cu bandă, fiindcă în majoritatea cazurilor folosesc o bandă de hîrtie de lungime mare, care se deplasează cu viteză constantă, pentru a înregistra mărimea variabilă în timp.

Cel mai răspîndit înregistrator *Y-t* este compensatorul automat cu înregistrare, a cărui schemă bloc este reprezentată în fig. 7.2. Potențiometrul de precizie *P*, bobinat uniform, este alimentat cu curent constant de la o sursă de

referință (de obicei cu diode Zener). La intrarea amplificatorului de eroare se aplică diferența dintre tensiunea de măsurat U_x și tensiunea de compensare U_c. Motorul, acționat de amplificator, deplasează cursorul potențiometrului în așa fel încît diferența $U_x - U_c$ să fie minimă. Practic, în limitele erorilor sistemului, se obține $U_c = U_x$. Penița înregistratorului, solidară cu cursorul, urmărește astfel fidel tensiunea U_x de înregistrat.

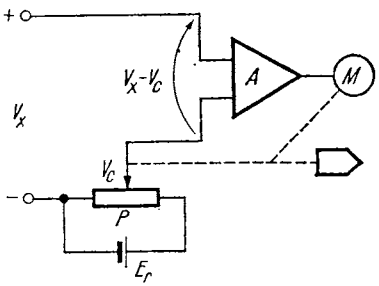


Fig. 7.2. Compensator automat înregistrator:
V_x — tensiunea de măsurat; V_c — tensiunea de compensare.

Particularități constructive. Părțile principale ale servoînregistratorului sînt: potențiometrul, dispozitivul de înregistrare și antrenare a hîrtiei, amplificatorul de eroare și sursa de referință.

Potențiometrul este bobinat pe un suport rectiliniu, cu un număr de spire suficient de mare pentru a asigura rezoluția necesară. Are de obicei o rezistență de cîteva sute de ohmi. Prin bobinare îngrijită se poate obține o liniaritate de 0,1...0,2%. Mici abateri de la liniaritate pot fi corectate șuntînd porțiuni ale potențiometrului cu rezistențe fixe de valori convenabile.

Una din problemele constructive importante este aceea a contactului mobil. Uzura sistemului poate duce în timp la o rezistență de contact mărită, înrăutățind performanțele aparatului. Uneori se adoptă soluții extreme, ca amplificatoare cu rezistența de intrare foarte mare (modulator cu tranzistor cu efect de cîmp), practic insensibile la creșterea în anumite limite a rezistenței cursor-potențiometru (care este în serie cu intrarea amplificatorului).

Motorul este de cele mai multe ori un motor de curent alternativ bifazat, mai simplu și de fiabilitate mai mare decît motoarele de curent continuu. Se construiesc cu o masă cît mai mică a rotorului și un cuplu de pornire suficient de mare. Motoare de curent continuu sînt utilizate numai în cazuri speciale.

Înregistrarea este asigurată prin unul din sistemele descrise la pct. 7.1.3, cel mai răspîndit fiind cel cu peniță și cerneală. Înscrierea pe hîrtie se face continuu (la înregistratoarele monocanal), sau prin puncte (la înregistratoarele multicanal); acestea din urmă pot fi utilizate, evident, numai pentru înregistrarea mărimilor foarte lent variabile.

Antrenarea hîrtiei se face cu ajutorul unor motorașe sincrone, prin intermediul unor angrenaje cu roți dințate. Baza de timp este practic totdeauna dată de frecvența rețelei de alimentare (50 Hz sau 60 Hz).

Amplificatorul de eroare este de tipul cu modulare, cu o derivă mică a zeroului. La ieșire folosește un etaj amplificator de putere în c.a., care debitează direct pe motorul bifazat.

Sursa de referință este o simplă diodă Zener, sau o combinație de diode Zener și amplificator cu reacție. Stabilitatea ei în timp îndelungat, în condiții de mediu variabile în limite largi, este de obicei mai bună decît 0,05%.

Precizia în regim static a servoînregistratorului este determinată de mai mulți factori:

a) Liniaritatea potențiometrului și sarcina variabilă pe care o constituie circuitul de reacție.

b) Precizia atenuatorului rezistiv de la intrare (dacă există).

c) Zona moartă, definită ca semnalul minim capabil să pună în mișcare servomotorul. Este determinată în principal de frecările sistemului mobil. Reducerea ei, prin creșterea amplificării buclei de reglaj automat, este limitată de instabilitatea întregului sistem și apariția oscilațiilor.

d) Stabilitatea sursei de referință.

e) Influența factorilor exteriori: temperatura, umiditatea și tensiunea de alimentare a rețelei.

f) Calitățile hîrtiei: acestea nu sînt cuprinse de obicei în specificațiile înregistratoarelor, deși pot avea o contribuție semnificativă în eroarea totală a înregistrării.

Precizia în regim dinamic prezintă o importanță deosebită la înregistratoare și este factorul care ridică cele mai multe probleme la proiectare. Două caracteristici determină în cea mai mare măsură comportarea dinamică a servoînregistratorului:

a) Viteza de deplasare maximă a peniței în lungul hîrtiei de înregistrare. Dacă viteza de variație a semnalului U_x depășește limita corespunzătoare acestei viteze maxime, peniția va rămîne în urmă și se va produce o eroare de înregistrare. Pentru un semnal variabil sinusoidal, limitarea în viteză este atinsă dacă [6]:

$$U_{max} > \frac{v_{max}}{2\pi f} \tag{7.1}$$

unde U_{max} este amplitudinea semnalului sinusoidal, iar v_{max} este viteza de deplasare maximă a peniței.

Viteza de deplasare maximă depinde de tipul motorului, de condițiile de acționare a motorului și de angrenajul de transmisie între motor și peniță. La majoritatea servoînregistratoarelor v_{max} este între 5 cm/s și 50 cm/s, putînd ajunge la 150 cm/s la tipuri speciale.

b) Accelerația de deplasare maximă a peniței. Dacă accelerația de variație a semnalului U_x depășește limita corespunzătoare acestei accelerații maxime, se produce din nou o eroare de înregistrare. Pentru un semnal variabil sinusoidal, limitarea în accelerație este atinsă dacă [6]:

$$U_{max} > \frac{a_{max} v_{max}}{2\pi f\,(2\pi f v_{max} + a_{max})} \tag{7.2}$$

unde a_{max} este accelerația de deplasare maximă.

Accelerația de deplasare maximă este determinată de inerția sistemului, factorul dominant fiind masa rotorului servomotorului.

Dacă oricare din cele două limitări — cea în viteză sau cea în accelerație — este atinsă, servoînregistratorul intră în regim de funcționare neliniară (în regim de saturație). La amplitudini mici predomină limitarea în accelerație,

pe cînd la amplitudini mari predomină limitarea în viteză. În fig. 7.3 se indică curbe tipice de limitare în viteză și în accelerație, pentru un servoînregistrator bine proiectat, la care cele două limitări sînt comparabile. Se observă că la amplitudini mici ale semnalului, înregistratorul răspunde la semnale de frecvență mult mai mare decît în cazul unor amplitudini mari, raportul acestor frecvențe limită depășind de regulă 10 : 1. Din această cauză, la specificarea caracteristicilor dinamice, de exemplu prin frecvența de scădere cu 3 dB a caracteristicii, trebuie precizată totdeauna și amplitudinea semnalului.

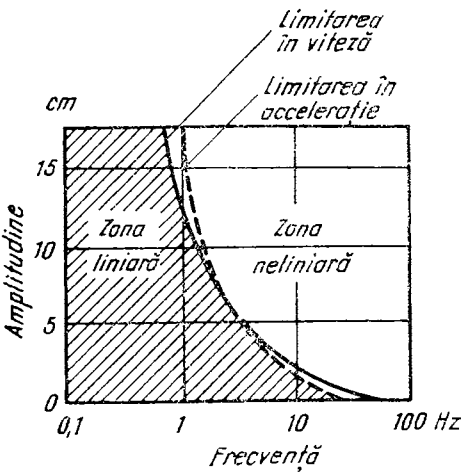


Fig. 7.3. Curbe tipice de limitare în viteză și în accelerație, pentru un servoînregistrator.

Comportarea servoînregistratoarelor în regim dinamic mai este caracterizat prin.

— timpul de întîrziere, definit ca timpul necesar pentru ca peniţa să parcurgă primele 10% din cursa totală, la un semnal treaptă aplicat la intrare;

— supracreșterea, definită ca depășirea, în procente, a poziției de regim permanent a peniței, la un semnal treaptă aplicat la intrare.

Parametrii care caracterizează precizia înregistratorului în regim static și în regim dinamic rezultă dintr-un compromis, cerințele la proiectare fiind în mare măsură contradictorii. Astfel, eroarea statică și supracreșterea pot fi reduse prin introducerea unor demultiplicări convenabile între motor și peniță; în schimb , în acest caz crește timpul de întîrziere, respectiv scade frecvența maximă a sistemului.

7.2.2. ÎNREGISTRATOARE *X-Y*

Înregistratoarele *X-Y* înregistrează simultan două mărimi variabile în timp *X* și *Y*, în coordonate cartesiene, astfel încît rezultă o diagramă *Y* în funcție de *X*. Mișcarea după *Y* este realizată cu ajutorul unui potențiometru cu peniță mobilă, ca la înregistratoarele *Y-t*; pentru obținerea mișcării după *X*, întregul potențiometru este deplasat pe o direcție perpendiculară pe prima. Înregistratorul *X-Y* constă deci din două servoînregistratoare, cu motoare, peniţe, amplificatoare și surse de referință separate.

Datorită prețului relativ redus, atît al aparatului cît și al exploatării, precum și preciziei bune pe care o asigură, de 0,1 ... 0,2%, servoînregistratorul *X-Y* este aproape universal folosit pentru obținerea diagramelor de acest gen, cu condiția ca cele două variabile să nu varieze prea repede în timp. În plus, multe înregistratoare *X-Y* sînt prevăzute cu o bază de timp electro-

nică proprie, care permite utilizarea lor și ca înregistratoare Y-t, cu diferite perioade de parcurgere a axei X (de exemplu, viteze între 0,01 și 5 cm/s).

Majoritatea particularităților constructive, proprietăților și a performanțelor înregistratoarelor Y-t, descrise la pct. 7.2.1, se aplică și înregistratoarelor X-Y. În plus, înregistratoarele X-Y moderne sînt prevăzute cu posibilități ca: intrări flotante pe ambele coordonate X și Y, sistem vacuumatic sau electrostatic pentru reținerea hîrtiei în timpul înregistrării, ridicarea peniței prin comandă electrică, frînarea prin fricțiune a sistemelor mobile la depășirea limitelor scării, posibilitatea folosirii unei tensiuni de referință exterioare etc.

7.3. ÎNREGISTRATOARE GALVANOMETRICE

Spre deosebire de servoînregistratoare, înregistratoarele galvanometrice funcționează în buclă deschisă, prin măsurarea directă a curentului sau a tensiunii cu un mecanism magnetoelectric. Prin aceasta se pierde din precizia în regim static, dar se cîștigă mult în comportarea dinamică, datorită inerției considerabil mai reduse a părții mobile. Principala sferă de aplicare a înregistratoarelor galvanometrice este tocmai aceea a fenomenelor relativ rapide: înregistrarea perturbațiilor și a zgomotelor, a vibrațiilor, a fenomenelor bioelectrice, a unor fenomene electrice tranzitorii etc. Îmbunătățirii caracteristicilor dinamice ale înregistratoarelor galvanometrice i-au fost consacrate lucrări importante [7], ajungîndu-se — prin măsuri de proiectare și constructive — la performanțe tot mai ridicate.

Precizia în regim dinamic. Avînd în vedere domeniul principal de utilizare a înregistratoarelor galvanometrice, precizia în regim dinamic este de importanța primordială (precizia în regim static ridică probleme similare celor din cazul instrumentelor magnetoelectrice obișnuite).

Ecuația de funcționare a sistemului mobil al unui înregistrator galvanometric este aceeași cu a sistemelor mecanice oscilante simple. Valoarea factorului de amortizare α este hotărîtoare pentru comportarea în regim dinamic a înregistratorului. De obicei, amortizarea se exprimă în procente din amortizarea critică, sub forma

$$K = \frac{\alpha}{\alpha_{cr}} \tag{7.3}$$

unde α_{cr} este factorul de amortizare corespunzător regimului critic. Nu există un consens în ce privește valoarea optimă a lui K; în general, la înregistratoarele de fabricație curentă, K este cuprins între 60% și 100%.

Principalii parametri care se iau în considerație la evaluarea comportării dinamice sînt: lărgimea de bandă, timpul de întîrziere, timpul de creștere și supracreșterea.

a) Lărgimea de bandă B este definită prin frecvența la care amplitudinea răspunsului scade cu 3 dB față de răspunsul în regim static.

b) Timpul de întîrziere T_i este dat de decalajul în timp al unui semnal rampă sau de derivata în raport cu frecvența, pentru $f \to 0$, a curbelor defazajului unui semnal sinusoidal în funcție de frecvență. Timpul de întîrziere

poate fi privit ca întîrzierea cu care răspunde înregistratorul, aproximativ, la un semnal de orice formă, cu condiția ca cea mai mare parte a energiei acestui semnal să fie în banda de frecvențe a înregistratorului.

c) Timpul de creștere T_c este definit, convențional, ca intervalul de timp între punctele de 10% și 90% din răspunsul final la un semnal treaptă. El caracterizează redarea variațiilor bruște (a fronturilor) de către înregistrator.

d) Supracreșterea Δ_x/x, dată de obicei în procente, reprezintă depășirea indicației finale x cu cantitatea Δx, la un semnal treaptă aplicat la intrare.

În tabelul 7.3 sînt date valori particulare ale acestor parametri, exprimate în funcție de perioada oscilațiilor proprii ale sistemului. În fig. 7.4 sînt repre-

Tabelul 7.3 **Relații între parametrii care caracterizează comportarea dinamică a înregistratoarelor**

	$\alpha = 0{,}60\,\alpha_{cr}$	$\alpha = 0{,}707\,\alpha_{cr}$	$\alpha = \alpha_{cr}$
B	$1{,}15\,\frac{1}{T}$	$\frac{1}{T}$	$0{,}643\,\frac{1}{T}$
T_i	$0{,}191\,T$	$0{,}225\,T$	$0{,}319\,T$
T_c	$0{,}30\,T$	$0{,}35\,T$	$0{,}54\,T$
$\frac{\Delta x}{x}$	9,8%	4,7%	0

T = perioada oscilațiilor proprii ale sistemului mobil

zentate grafic aceste mărimi, în funcție de parametrul $K = \alpha/\alpha_{cr}$. Se vede că optimizarea regimului depinde de importanța relativă a unor factori contradictorii; mărind pe α scade Δ_x/x, dar scade și B și cresc T_i și T_c.

Din tabelul 7.3 se poate deduce că între T_c și B există o relație aproape independentă de α (pentru valorile uzuale, cuprinse între 0,6 α_{cr} și α_{cr});

$$T_c = \frac{0{,}35}{B}. \qquad (7.4)$$

Această relație este foarte utilă pentru compararea diferitelor specificații date de fabricanți, ea făcînd legătura între cei mai importanți parametri în domeniul timp, respectiv în domeniul frecvență.

Înregistratoare galvanometrice cu scriere directă. Aceste înregistratoare folosesc unul din sistemele descrise la pct. 7.1.3 — de obicei peniță cu cerneală sau metode electrice sau termice —

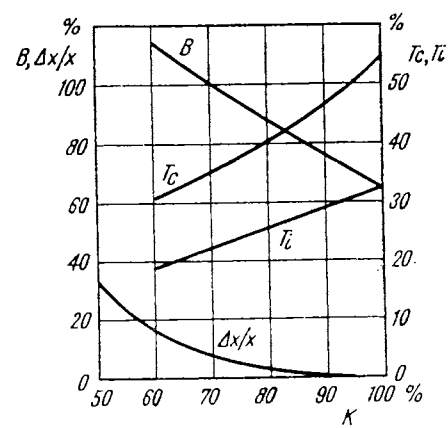


Fig. 7.4. Parametrii B, T_c, T_i și $\Delta x/x$ în funcție de $K = \alpha/\alpha_{cr}$ la înregistratoare galvanometrice.

pentru imprimarea pe hîrtie a traseului descris de extremitatea acului indicator al instrumentului magnetoelectric.

Înregistratoarele obișnuite folosesc un sistem de coordonate curbilinii, ceea ce îngreunează interpretarea diagramelor obținute. Pentru realizarea unor înregistrări în coordonate cartesiene, se utilizează diferite artificii. O posibilitate este intercalarea unor mecanisme corectoare, care — în primă aproximație — transformă mișcarea circulară a extremității acului indicator într-o mișcare rectilinie [7]. La alte sisteme — în special cele cu imprimare prin vîrf încălzit — acul presează pe o muchie ascuțită peste care se derulează hîrtia de înregistrare; traseul contactului devine astfel rectiliniu [7].

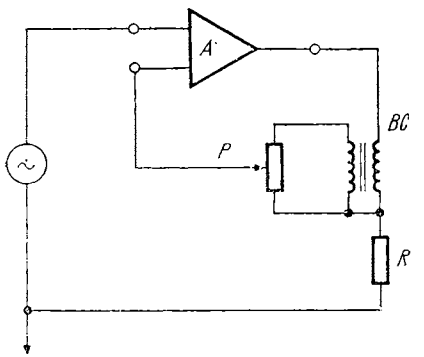


Fig. 7.5. Amplificator cu reacție negativă pentru înregistratoare galvanometrice: *A* — amplificator; *BC* — bobină de comandă; *BA* — bobină de amortizare; *R* — rezistență de reacție; *P* — potențiometru de reglare a reacției.

Pentru îmbunătățirea caracteristicilor înregistratoarelor galvanometrice, ele sînt prevăzute cu amplificatoare electronice de putere, care debitează pe bobina mobilă a mecanismului magnetoelectric. În vederea reducerii efectului variației rezistenței bobinei mobile cu temperatura, amplificatorul trebuie să aibă o impedanță de ieșire mare. În acest caz însă rezultă un factor de amortizare dezavantajos pentru comportarea dinamică a înregistratorului. Soluția obișnuită este aplicarea unei reacții negative, prin intermediul unei înfășurări suplimentare pe bobina mobilă (fig. 7.5); factorul de amortizare dorit poate fi stabilit cu ajutorul potențiometrului [6].

Reacția negativă este folosită și pentru compensarea scăderii răspunsului înregistratorului la frecvențe înalte. În acest fel, frecvența maximă poate fi mărită de 2 ... 3 ori. Acest lucru reclamă însă o putere suplimentară considerabilă a amplificatorului; de aceea, compensarea este efectivă numai la amplitudini relativ mici ale semnalului înregistrat. Se ajunge astfel — deși din motive diferite — la o situație similară celei din cazul servoînregistratoarelor: banda de frecvențe a înregistratorului este sensibil mai largă la semnale mici decît la semnale mari. În practică, această limitare nu este de obicei supărătoare, deoarece în majoritatea cazurilor armonicile superioare care trebuie redate corect nu au amplitudini mari.

Înregistratoare fotografice. Aceste înregistratoare constau dintr-o serie de galvanometre magnetoelectrice cu oglindă, montate în unul sau două blocuri comune de magneți. Pot fi folosite pînă la 50 canale individuale, în funcție de capacitatea înregistratorului. O lampă cu vapori de mercur sau cu xenon generează un fascicul îngust de lumină, care este reflectat de către oglinda galvanometrului, trece printr-un sistem de lentile și cade pe suprafața fotosensibilă a hîrtiei de înregistrare. Viteza hîrtiei este menținută constantă, putînd fi modificată în limite largi, de obicei prin schimbarea unor roți dințate. Se pot adăuga linii de coordonate (caroiaje) sau linii de amplitudine cu ajutorul unor surse suplimentare de lumină și al unei măști. De asemenea, pot fi aplicate

semnale de timp de la o sursă specială de lumină (tub cu descărcări tip „fulger").

O particularitate a înregistrărilor multiple simultane pe această cale este aceea că traseele înregistrate se pot intersecta între ele, putînd ocupa — dacă este necesar — fiecare în parte lățimea întreagă a hîrtiei.

Sistemele clasice folosesc o developare manuală sau automată, în afara sau chiar în interiorul aparatului. Sisteme mai moderne [1] utilizează o hîrtie fotosensibilă specială, care se developează singură în momentul expunerii la lumina ambiantă, fără vreun adaos de substanță; imaginea constă din linii întunecate pe un fond de nuanță mai deschisă.

Galvanometrele moderne sînt de tip miniatură sau subminiatură, într-o varietate foarte mare de tipuri, care diferă prin sensibilitate, impedanță, banda de frecvențe etc. Constanta de curent este cuprinsă între cca. 0,01 μA/mm și 10 mA/mm, rezistența între 10 Ω și 1 000 Ω, banda de frecvențe între 0 ... 10 Hz și 0. ...20 kHz. Diversele tipuri sînt construite cu amortizare prin curenți induși sau cu întregul sistem mobil cufundat într-un lichid amortizor. La galvanometrele mai pretențioase, magneții sînt termostatați, pentru a preveni variația sensibilității instrumentelor cu temperatura. Suspensia este izolată, astfel încît galvanometrul suportă tensiuni pînă la 500 V față de masă.

O creștere considerabilă a posibilităților oferite de înregistratoarele fotografice a fost obținută prin introducerea amplificatoarelor intermediare. Acestea asigură o mai bună adaptare de impedanțe, creșterea sensibilității, lărgirea benzii de frecvențe și protecția galvanometrului în caz de supracurent accidental.

7.4. ÎNREGISTRATOARE MAGNETICE

Înregistrarea pe bandă magnetică a rezultatelor măsurării este folosită în multe aplicații, unde este necesar să se conserve date analogice pentru o evaluare ulterioară. Spre deosebire de celelalte sisteme de înregistrare analogică, înregistrarea magnetică permite reproducerea acestor date tot sub formă electrică, prin mijloace simple și imediate.

În domeniul înregistrării magnetice a datelor există deja standarde [8] care unifică unele condiții și asigură compatibilitatea diferitelor sisteme.

Se deosebesc trei categorii de înregistratoare magnetice pentru date analogice: de bandă îngustă, de bandă intermediară și de bandă largă. Ultimele pot asigura înregistrarea pînă la frecvențe de cca. 1,5 MHz.

Înregistrarea se face prin trei metode:

a) înregistrarea directă;

b) înregistrarea cu modulație în frecvență;

c) înregistrarea în impulsuri.

Primele două sisteme satisfac necesitățile practice în cele mai multe cazuri. Înregistrarea în impulsuri este folosită pentru scopuri speciale.

Vitezele de derulare a benzii magnetice sînt standardizate, între 4,5 cm/s și 3 m/s.

Principalele avantaje ale înregistrării magnetice sînt următoarele:

a) Permite o „comprimare" sau „expansiune" a timpului, prin redarea la alte viteze decît cea a înregistrării. În acest fel devin posibile procedee unice de analiză a datelor înregistrate, fie prin desfășurarea lentă a unor fenomene cu variație rapidă, fie prin derularea accelerată a unor înregistrări de lungă durată.

b) Înregistrarea poate fi prelucrată ulterior, porțiuni nesemnificative pot fi eliminate prin ștergere, efectele pot fi suprapuse etc.

c) Banda de înregistrare poate fi utilizată de un număr mare de ori, prin simplă ștergere și reimprimare.

d) Datele înregistrate pot fi conservate un timp oricît de lung, practic fără alterare.

e) Relațiile temporale între evenimente pot fi înregistrate cu mare precizie, folosind sisteme cu mai multe piste.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * *Honeywell Instrumentation Handbook*, 1974. Honeywell Inc., Test Instruments Division, Denver, Colorado.
2. O. Amrein: *Registrierungverfahren bei elektrische Messinstrumenten*. Elektrische Ausrüstung vol. 11 nr. 6, dec. 1970 p. 21—24.
3. *Strip chart recorder survey*. Instruments and Control Systems 1972 Buyer's Guide Issue
4. S. C. Sviokla: *Electrosensitive recording. Instruments and Control Systems* vol. 39 nr. 7, iul. 1966 p. 87—89.
5. L. Owens: *Direct recording papers. Instruments and Control Systems* vol. 39 nr 7, iul. 1966 p. 79—81.
6. B. M. Oliver, J. M. Cage: *Electronic measurements and instrumentation*. Mc. Grav-Hill, New York 1971.
7. M. S. Skabardnia, N. V. Martînenko: *Bîstrodeistvuiușcie samopișușcie priborî*. Izd. Energhia, Moskva 1974.
8. * * * *IRIG Telemetry Standards*, Document No. 106-66, 1966 (Inter-Range Instrumentation Group, USA).

8.

Măsurarea tensiunilor și curenților

Există o mare varietate de sisteme de măsură a acestor două mărimi de bază, în funcție de tipul semnalului de măsurat și de performanțele urmărite în măsurare.

Se deosebesc două mari categorii de sisteme de măsură: *de curent continuu* și de *curent alternativ*. În majoritatea cazurilor, aparatele de curent alternativ se reduc la cele de curent continuu, după o detecție prealabilă.

În ceea ce privește performanțele măsurării, introducerea tehnicii electronice a dus la creșterea progresivă a preciziei, domeniului de frecvențe și vitezei de lucru, în special odată cu dezvoltarea tehnicii numerice.

8.1. MĂSURAREA TENSIUNILOR CONTINUE

8.1.1. APARATUL MAGNETOELECTRIC

Este cel mai simplu tip de voltmetru de c.c. Principiul de funcționare constă în acțiunea unui cîmp de inducție magnetică constant, B, produs de un magnet permanent, asupra unei bobine (avînd secțiunea s și numărul de spire, n) parcursă de curentul de măsurat, I. În aceste condiții, ia naștere un cuplu activ $C_a = BSnI$ care imprimă o mișcare de rotație bobinei și prin aceasta unui ac indicator ce se deplasează în fața unui cadran etalonat. Se arată că indicația α este proporțională cu curentul: $\alpha = kI$, (k este sensibilitatea aparatului) deci scara aparatului este uniformă.

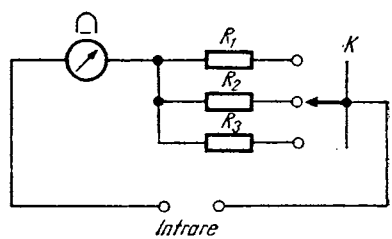


Fig. 8.1. Voltmetru magnetoelectric cu mai multe scări.

Pentru a realiza un voltmetru cu mai multe scări cu un astfel de instrument, acesta se montează în serie cu diferite rezistențe R_1, R_2, R_3, selectabile cu ajutorul unui comutator (fig. 8.1). Cu un instrument avînd sensibilitatea de 1 mA se poate realiza un voltmetru de 1 volt dacă rezistența adițională împreună cu cea proprie a instrumentului valorează

1 000 Ω. Sensibilitatea acestui voltmetru este de 1 000 Ω/v. Sensibilităţile curente ale voltmetrelor de acest tip sînt cuprinse între 100 şi 20.000 Ω/v.

Principalul dezavantaj al acestui voltmetru simplu îl constituie rezistenţa mică de intrare, ceea ce are drept consecinţă că măsurarea tensiunii se face cu un consum important de curent de la sursa de măsurat, care astfel nu mai lucrează „în gol".

Alte surse de eroare în funcţionarea aparatelor magnetoelectrice se datoresc frecărilor în lagăre, influenţei temperaturii asupra rezistenţei bobinei, variaţiei modulului de elasticitate a arcurilor spirale. Toate acestea pot fi reduse mult printr-o construcţie îmgrijită, ceea ce face ca aparatul magnetoelectric să poată fi realizat cu o clasă de precizie de 0,1.

8.1.2. VOLTMETRU MAGNETOELECTRIC CU AMPLIFICATOR DE C.C.

Pentru a mări sensibilitatea şi rezistenţa de intrare a unui voltmetru magnetoelectric, acesta se asociază cu un amplificator de c.c. Amplificatorul poate fi de tipul cu cuplaj direct sau, în voltmetrele mai pretenţioase, cu decupare.

Schema bloc a unui voltmetru cu amplificator cu cuplaj direct se prezintă în figura 8.2 iar schema de detaliu în figura 8.3. Atenuatorul de intrare permite schimbarea sensibilităţii voltmetrului iar filtrul elimină eventualele compo-

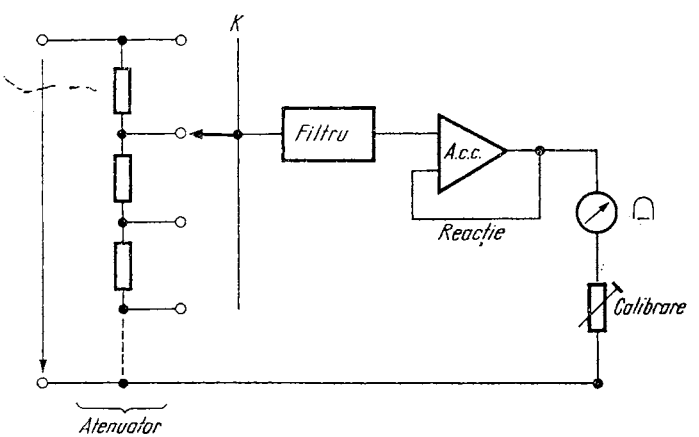


Fig. 8.2. Voltmetru cu amplificator de c.c. (schema bloc).

nente alternative suprapuse peste semnalul continuu de măsurat. Reacţia negativă asigură o stabilitate mai bună a caracteristicilor de transfer a amplificatorului. Datorită derivei, inerente unui astfel de amplificator, sensibilitatea sa nu poate fi mai bună de 0,1 volţi.

În cazul montajelor mai pretențioase, amplificatorul se realizează cu decupare ceea ce face ca sensibilitatea voltmetrului să ajungă de ordinul milivoltilor sau chiar al microvoltilor. Schema bloc a unui astfel de aparat este reprezentată în figura 8.4.

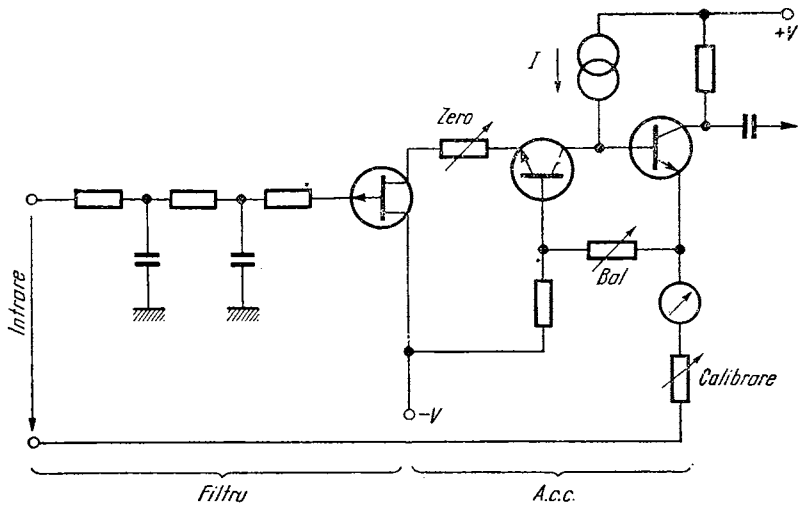


Fig. 8.3. Voltmetru cu amplificator de c.c. (schema de detaliu).

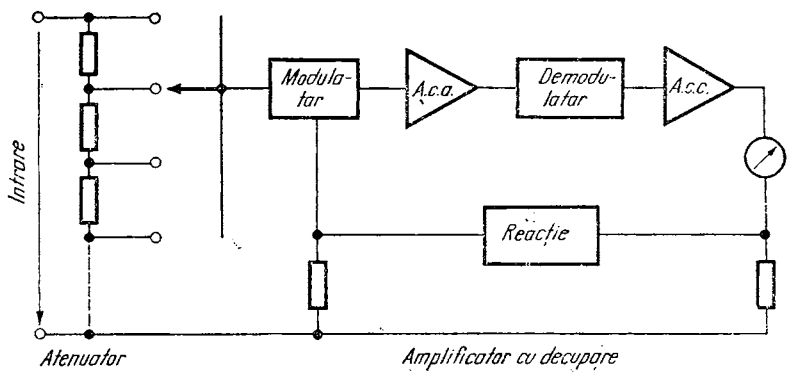


Fig. 8.4. Voltmetru cu amplificator de c.c. cu decupare.

8.1.3. VOLTMETRU DE C.C. ÎN PUNTE

Aceste voltmetre sînt formate dintr-un număr de rezistențe și de dispozitive electronice care formează o punte Wheatstone. Dacă nu se aplică nici un semnal, această punte este la echilibru. Aplicarea semnalului de măsurat pe electrodul de comandă a unuia din dispozitive, modifică rezistența echivalentă a acestuia și prin aceasta puntea se dezechilibrează. Tensiunea care

apare la bornele aparatului din diagonala punţii depinde de tensiunea aplicată dispozitivului, astfel încît aparatul poate fi etalonat direct în volţi.

Montajul cu un singur dispozitiv este mai simplu, însă mai nestabil decît montajele cu două dispozitive, etalonarea fiind influenţată atît de variaţia

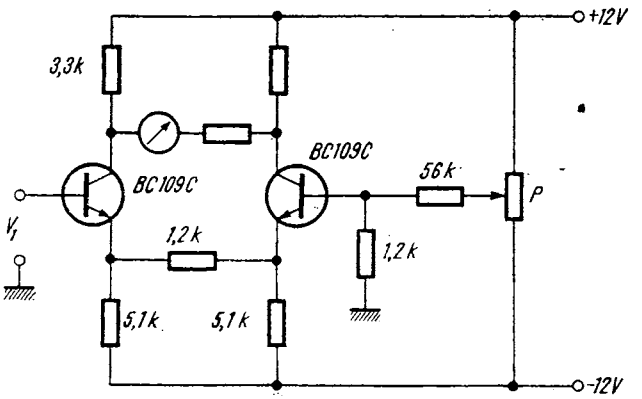


Fig. 8.5. Voltmetru de c.c. în punte (instrumentul în colector).

tensiunii de alimentare cît şi de îmbătrînirea dispozitivului. Montajele cu două dispozitive sînt mai stabile, deoarece fiind simetrice şi lucrînd în condiţii identice, parametrii variază în mod identic, datorită variaţiei tensiunii de alimentare sau îmbătrînirii, astfel încît etalonarea voltmetrului se menţine (fig. 8.5 şi 8.6).

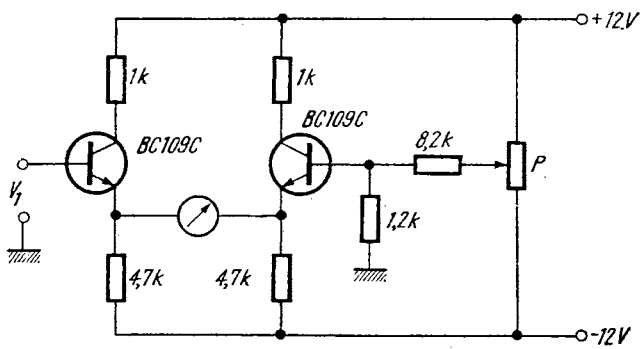


Fig. 8.6. Voltmetru de c.c. în punte (instrumentul în emitor).

8.1.4. VOLTMETRU DE C.C. CU COMPENSARE

Se caracterizează printr-o precizie şi o rezistenţă de intrare ridicate. Principiul metodei este ilustrat în figura 8.7. Instrumentul de nul este un voltmetru de c.c. cu amplificator cu decupare, a cărui sensibilitate poate fi variată între cîţiva microvolţi şi cîţiva volţi. La realizarea echilibrului, rezistenţa de

intrare este practic infinită, sursa de măsurat nedebitînd nici un curent în circuitul voltmetrului. În afara echilibrului, acest deziderat nu mai este realizat. De asemenea, dacă se montează un divizor la intrare pentru a mări domeniul de măsură, rezistența de intrare depinde de acest divizor (de ex. 10 MΩ).

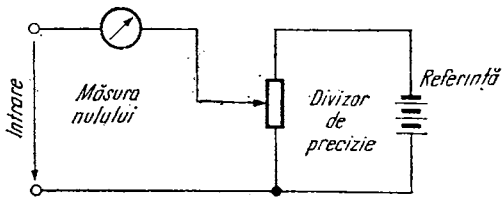


Fig. 8.7. Principiul măsurării prin compensare.

Aceste neajunsuri sînt evitate de schema din figura 8.8, în care se prevede la intrarea voltmetrului de mai sus un amplificator de tensiune cu cîștig ridicat, care datorită unei reacții negative globale, prezintă la intrare o rezistență de valoare mare (10^9 ohmi). Tensiunile ridicate de la ieșirea amplificatorului trebuie atenuate pentru a putea fi comparate cu tensiunea redusă a elementului de referință.

Voltmetrele diferențiale pot atinge precizii de 0,005% prin utilizarea unor divizori rezistivi etalonați și a unor surse de referință foarte stabile. În mod obișnuit se procedează la o verificare periodică a etalonării acestor instrumente.

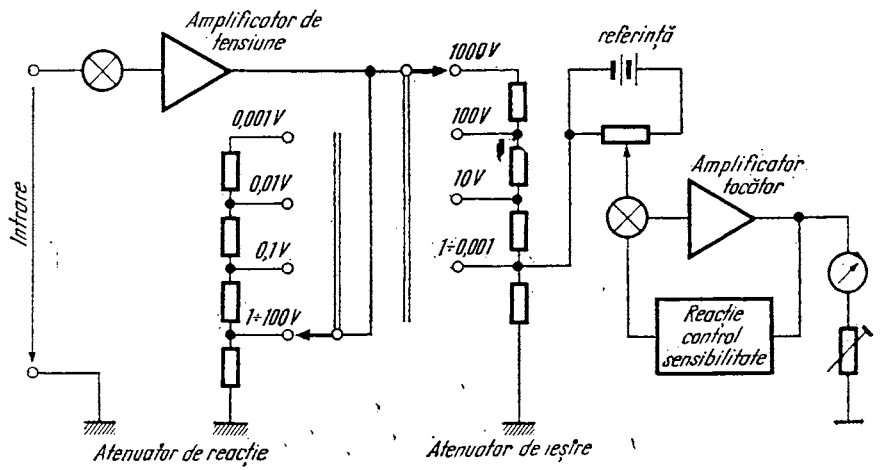


Fig. 8.8. Voltmetru de c.c. cu compensare.

8.1.5. VOLTMETRE NUMERICE

Spre deosebire de tipurile de voltmetre prezentate anterior, aceste aparate afișează rezultatul măsurării direct sub formă numerică. Semnalul de intrare este o tensiune continuă dar, cu dispozitive ajutătoare, aparatul poate măsura și tensiuni alternative, curenți continui și alternativi, rezistențe etc.

Voltmetrele numerice prezintă o serie de avantaje legate de viteza mare de funcţionare, precizie ridicată, furnizarea informaţiei sub o formă ce poate fi direct prelucrată de calculatoare sau transmisă la distanţă, funcţionare automată, comoditatea citirii rezultatului. Caracteristicile voltmetrelor numerice sînt următoarele:

a) Precizia aparatului se exprimă în diferite moduri.

— În procente din mărimea citită.

$$\text{precizia } \% = \frac{\text{valoarea indicată} - \text{valoarea adevărată}}{\text{valoarea adevărată}} 100.$$

— În procente din întreaga scară,

$$\text{precizia } \% = \frac{\text{valoarea indicată} - \text{valoarea adevărată}}{\text{întreaga scară}} 100.$$

— În unităţi din cea mai mică valoare numerică citibilă, sau în volţi; este precizia absolută sau rezoluţia pe scara cea mai sensibilă.

Eroarea totală a instrumentului este formată dintr-un termen constant şi unul care depinde de valoarea citită. Ea se poate exprima astfel:

— n_1 procente din toată scala $+ n_2$ procente din citire;

— n_1 procente din citire $\pm n_2$ digiţi.

Precizia voltmetrului este corelată cu numărul de digiţi afişaţi. De exemplu, un instrument cu trei digiţi are o precizie de $\pm 0{,}1\%$ iar un instrument cu şase digiţi o precizie de 0,0001%.

Rezoluţia pe o anumită scară reprezintă treapta cea mai mică de tensiune măsurabilă.

Sensibilitatea voltmetrului pe o anumită scară este egală cu jumătate din valoarea rezoluţiei şi reprezintă limita de incertitudine asupra valorii adevărate a mărimii măsurate, aparatul fiind insensibil la variaţii în interiorul acestei limite.

b) Viteza de măsurare este raportul dintre numărul ordinelor numerice afişate (m) şi timpul de măsurare sau de decizie (T_d).

$$V = K \frac{m}{T_d} \text{ (ordine numerice/secundă)}$$

în care K este o constantă de proporţionalitate.

Viteza de măsurare este limitată superior de viteza de comutaţie a elementelor schemei aparatului şi inferior de viteza de variaţie a mărimii măsurate.

c) Rejecţia zgomotului serie (sau de mod normal). Acest tip de zgomot este reprezentat prin semnalele parazite ce apar în serie cu semnalul de măsurat. De obicei ele provin din brumul de la reţea, dar pot fi şi de altă natură, avînd o frecvenţă oarecare.

Metodele de atenuare (sau rejecţie) a acestor semnale parazite diferă după tipul de conversie utilizat în voltmetrul respectiv.

La tipurile de voltmetre ce folosesc un convertor cu integrare, semnalul de intrare (semnalul util plus semnalul de zgomot) este mediat prin integrare ceea ce micşorează considerabil efectul zgomotului. Mai mult decît atît, dacă

timpul de integrare T se ia egal sau un multiplu al perioadei tensiunii de rețea se obține o atenuare completă a brumului. În ceea ce privește zgomotele de altă frecvență decît cea a rețelei, atenuarea se exprimă în decibeli față de nivelul corespunzător al unei tensiuni continue egală cu amplitudinea zgomotului.

Aceasta constituie așa-numitul *coeficient de rejecție a perturbațiilor serie* (NMR).

d) Rejecția zgomotului de mod comun. Prin zgomot de mod comun se înțeleg semnalele parazite ce apar între ambele borne de intrare și masă. Problema aceasta se pune în cazul măsurărilor flotante, cînd nici una din bornele de intrare nu este pusă la masă. Este cazul măsurării unei tensiuni între două puncte calde cum ar fi ieșirea unei punți sau a unui amplificator diferențial. În acest caz schema echivalentă la intrarea voltmetrului se dă în figura 8.9.

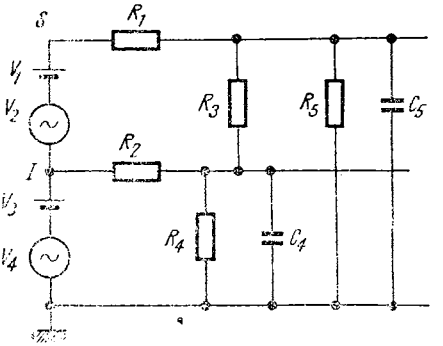


Fig.8.9. Schema echivalentă la intrarea voltmetrului în cazul măsurării fără punct de masă.

V_1 este semnalul de măsurat, V_2 este zgomot de tip normal, V_3 și V reprezintă zgomote de tip comun.

R_1 și R_2 sînt rezistențele circuitului de intrare iar grupurile R_4C_4 și R_5C_5 reprezintă pierderile dintre bornele, inferioară, respectiv superioară și masă.

Tensiunile de zgomot V_3 și V_4 dau naștere unor curenți ce se închid spre masă prin căile R_1 în serie cu R_5C_5, respectiv R_2 în serie cu R_4C_4, generînd astfel o tensiune parazită la bornele rezistențelor R_1 și R_2 deci în serie cu semnalul util. În general pierderile dintre borna superioară și masă sînt mici astfel încît, grupul R_5C_5 avînd o valoare mare, tensiunea la bornele lui R_1 este neglijabilă. Rămîne de luat în considerare tensiunea la bornele lui R_2 care provine din V_3 respectiv V_4 prin divizorul R_2/Z_4 unde $\frac{1}{Z_4} = \frac{1}{R_4} + j\omega C_4$.

Rejecția perturbației de mod comun poate fi privită ca reducerea sa, prin transformarea într-o perturbație în serie cu tensiunea de măsurat (la bornele lui R_2). La o valoare dată pentru R_2 (uzual 1 K Ω) singura posibilitate de a reduce raportul dat de divizor este de a crește valoarea impedanței Z_4.

Pentru un voltmetru cu izolație bună între borna inferioară și masă, $R_4 = 10^9$ Ω și $C_4 = 2\,500$ pF.

Rezultă următoarele rapoarte de rejecție de mod comun (CMR) *în c.c.*

$$\text{CMR} = -20 \log \frac{R_4}{R_2} = -20 \log \frac{10^9}{10^3} = -120 \text{ dB}$$

în c.a. $$\text{CMR} = -20 \log = \frac{1/\omega C_4}{R_2} = \frac{1}{\frac{2\pi \cdot 50 \cdot 2\,500 \cdot 10^{-12}}{10^3}} = -60 \text{ dB}.$$

Aceasta înseamnă că un semnal perturbator $V_3 = 100$ V devine egal cu 100 μ V la bornele rezistenței R_2 iar un semnal $V_4 = 20$ V, devine egal

cu 20 mV. Se observă deci că la trecerea lor în serie cu semnalul util, tensiunile perturbatoare au fost mult reduse.

Pentru a obține o rejecție și mai bună a semnalelor de tip comun, unele voltmetre numerice sînt prevăzute cu un inel de gardă. Acesta constă dintr-o cutie cu pereți metalici ce înconjoară borna inferioară, fiind izolată și de aceasta și de masă.

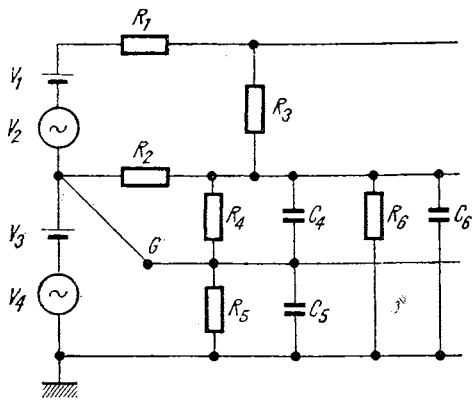


Fig. 8.10. Schema echivalentă la intrarea voltmetrului în cazul utilizării unui inel de gardă.

Pe panoul frontal al aparatului există o bornă legată la această cutie (borna notată cu G în fig. 8.10).

În măsurile cu masă flotantă, borna G se leagă la borna inferioară, ceea ce face ca prin impedanța Z_4, practic să nu circule curent. R_6 și C_6 reprezintă pierderile care mai rămîn între borna inferioară și masă. Ele au valorile aproximative $R_6 = 10^{11}\ \Omega$ și $C_6 = 2{,}5$ pF. În acest caz, coeficienții de rejecție devin *în c.c.* $\mathrm{CMR} = -20 \log \frac{10^{11}}{10^3} = -160$ dB.

în c.a. $$\mathrm{CMR} = -20 \log \frac{1}{\frac{2\pi\, 50 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-12}}{10^3}} = -20 \text{ dB}$$

Alte caracteristici ale voltmetrelor numerice mai sînt:

e) Numărul de domenii sau game de măsurat (μV — sute de volți).

f) Tipul de afișaj numeric utilizat.

g) Numărul de ranguri zecimale (sau digiți) (variază între trei și șapte).

h) Impedanța de intrare (variază între 10^6 și 10^9 ohmi).

i) Gradul de automatizare a funcționării voltmetrului: cu schimbare automată a scalei, cu recalibrare automată, cu indicarea depășirii domeniului etc.

j) Stabilitatea voltmetrului se referă la variația etalonării în funcție de temperatură, la condiția de siguranță a funcționării.

Există diverse tipuri de voltmetre numerice, după modul în care se face transformarea tensiunii continue, analogice, într-un semnal discret. Din acest punct de vedere se deosebesc convertoarele tensiune/timp, tensiune frecvență și convertoarele cu comparație. Primele se bazează pe transformarea tensiunii continue de măsurat într-un interval de timp, sau într-un semnal de frecvență proporțională cu această tensiune. Voltmetrele din această categorie folosesc sub o formă sau alta un integrator. Voltmetrele din cealaltă categorie se bazează pe compararea tensiunii necunoscute cu o tensiune de referință, în trepte, generată în interiorul aparatului, și care este adusă la egalitate cu prima.

Vom prezenta în continuare diferitele tipuri de voltmetre numerice existente, ce utilizează unul din convertoarele enumerate mai sus.

8.1.5.1. VOLTMETRE CU CONVERSIE TENSIUNE/TIMP

Principiul de funcționare a acestor voltmetre constă în transformarea tensiunii de măsurat într-un interval de timp proporțional cu aceasta și în numărarea perioadelor unui semnal de frecvență etalon, care au loc în acest interval. Există diferite moduri de a realiza această transformare.

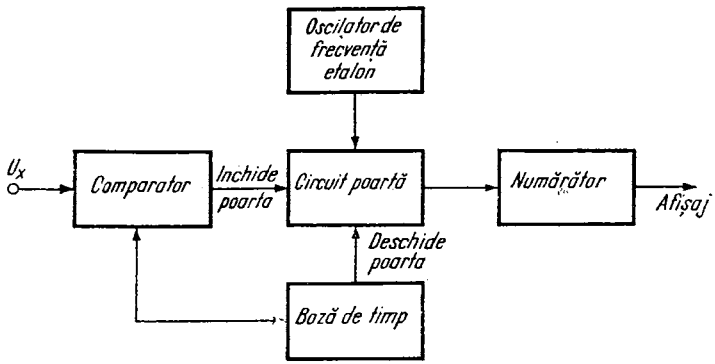


Fig. 8.11. Voltmetrul cu tensiune de comparație liniar crescătoare.

Voltmetrul cu tensiune (de comparație) liniar crescătoare

Funcționarea sa se poate urmări pe schema de principiu din figura 8.11. În momentul inițial, pornirea bazei de timp, determină deschiderea circuitului poartă. Comparatorul compară tensiunea necunoscută de măsurat V_x, cu tensiunea crescătoare a bazei de timp. În acest timp, prin circuitul poartă trec impulsurile date de generatorul de frecvență etalon care sînt numărate de circuitul numărător. Cînd tensiunea bazei de timp devine egală cu tensiunea de măsurat, comparatorul dă la ieșire un impuls care închide poarta, împiedicînd impulsurile să treacă spre numărător. Numărul de impulsuri înregistrate este deci proporțional cu durata tensiunii bazei de timp, care la rîndul ei depinde de mărimea tensiunii de măsurat.

O schemă mai detaliată a acestui tip de convertor se dă în figura 8.12, iar în figura 8.13 se pot urmări variațiile în timp ale tensiunilor în diferite puncte ale schemei.

Baza de timp furnizează o tensiune care crește liniar în timp $U_{BT} = k(t - t_0)$. Aceasta se obține prin încărcarea unui condensator sub curent constant. După trecerea unui timp t_x, tensiunea bazei de timp devine egală cu tensiunea de măsurat: $U_{BT} = U_x$ sau $k(t_x - t_0) = U_x$, de unde se deduce: $t_x - t_0 = \frac{U_x}{k}$. În intervalul de timp $t_x - t_0$, prin circuitul poartă au trecut N impulsuri, de perioadă T. Există relațiile:

$$N = \frac{t_x - t_0}{T} = \frac{U_x}{kT} = KU_x, \quad \text{dacă} \quad T = \text{ct.}$$

Numărul de impulsuri numărate în acest interval este deci proporțional cu mărimea tensiunii necunoscute.

În figura 8.14 se dă schema detaliată a circuitului logic care permite indicarea semnului tensiunii de intrare. Comparatorul C_1 compară tensiunea

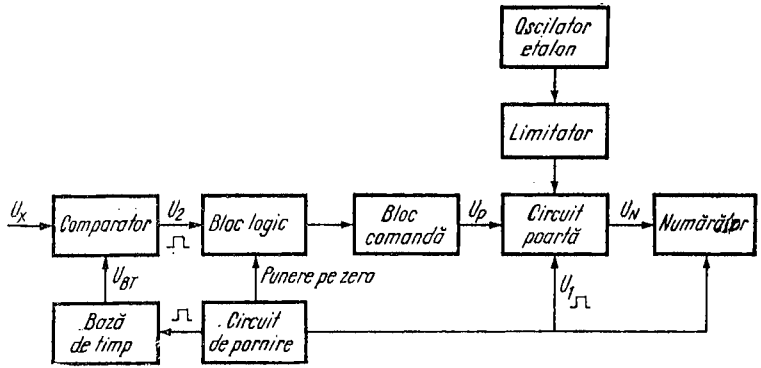


Fig. 8.12. Schema bloc detaliată a voltmetrului din figura 8.11.

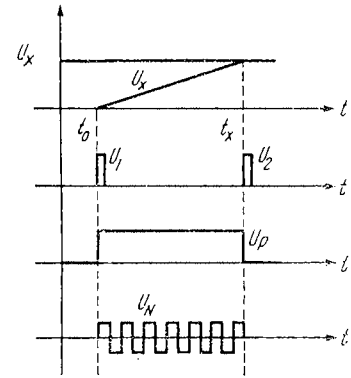


Fig. 8.13. Variația tensiunilor în diferite puncte ale schemei din figura 8.12.

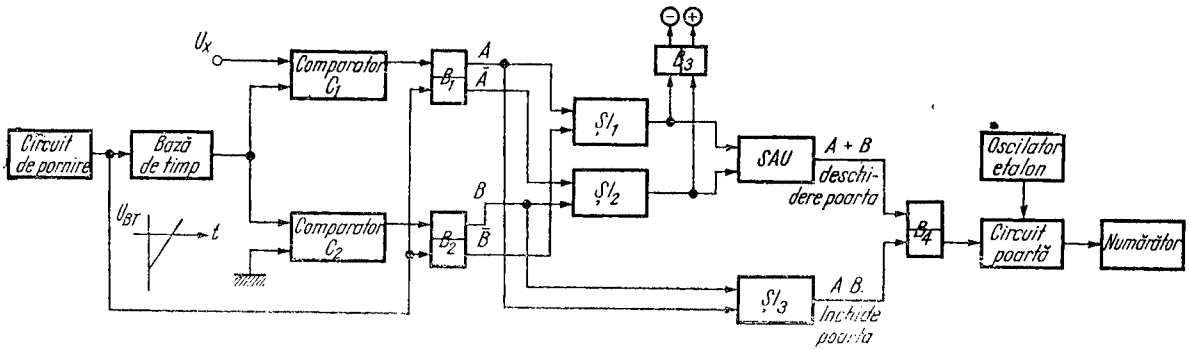


Fig. 8.14. Schema bloc detaliată a circuitului logic pentru indicarea semnului.

necunoscută Ux cu tensiunea liniar crescătoare a bazei de timp. Aceasta este de un tip special, putînd lua atît valori negative cît și pozitive. Comparatorul C_2 compară tensiunea bazei de timp cu potențialul zero al masei. Ieșirea fiecărui comparator comandă cîte un circuit basculant bistabil. Inițial aceștia au fost puși pe poziția $\bar{A}$ (potențial ridicat), respectiv $\bar{B}$ (potențial ridicat) de către impulsul de pornire care declanșează și baza de timp.

Dacă tensiunea U_x e pozitivă, egalitatea celor două intrări are loc mai întîi pentru C_2 care dă semnal la ieșire, basculînd bistabilul B_2. Semnalul $\bar{A} \cdot B$ se transmite prin circuitele logice ȘI$_2$ și SAU și deschide cu ajutorul bistabilului B_4 circuitul poartă P, prin care impulsurile trec spre numărător. În același timp se afișează semnul $+$ la indicatorul luminos al bistabilului B_3. La egalitatea $U_{BT} = U_x$, comparatorul C_1 dă un impuls, ceea ce basculează și bistabilul B_1. Combinația logică $A \cdot B$ se transmite prin B_4 și închide poarta P. Dacă U_x e negativ, se obține inițial combinația logică $A \cdot \bar{B}$ care duce la afișarea semnului $-$. Timpul de numărare a impulsurilor de către numărător corespunde existenței funcției logice $\bar{A} \cdot B \vee A \cdot \bar{B} = A \oplus B$ care menține deschisă poarta P pînă ce combinația $A \cdot B$ o închide.

Erorile care intervin în funcționarea acestui tip de voltmetru sînt de două tipuri: eroarea de cuantificare și erorile datorită circuitelor electronice.

Dacă impulsurile generatorului etalon sînt sincronizate cu începutul încărcării condensatorului, atunci eroarea maximă de cuantificare este egală cu $\pm 1/2$ din rangul cel mai puțin semnificativ al numărătorului. Dacă însă această sincronizare nu este realizată, atunci impulsurile de numărat intră cu un defazaj oarecare în numărător și eroarea de cuantificare poate varia între $\pm 0{,}5$ și $+ 1{,}5$ din rangul cel mai puțin semnificativ. Lipsa sincronizării introduce deci o eroare suplimentară.

Dintre erorile datorită circuitelor electronice, cele mai importante sînt cele legate de variația valorii capacității și de inconstanța sursei de curent. Valoarea capacității are o toleranță de fabricație ΔC_f, un coeficient de temperatură ΔC_T și o stabilitate în timp ΔC_{St}. Toate acestea determină o variație totală $\Delta C = \Delta C_f + \Delta C_T + \Delta C_{St}$ față de valoarea corectă, C a capacității. Timpul de încărcare a condensatorului variază de la $t_1 = \frac{CV_x}{I}$ la $t_2 = \frac{(C + \Delta C)V_x}{1}$. Dacă V_M este tensiunea de intrare maximă ce poate fi aplicată convertorului, atunci eroarea relativă datorită variației capacității se apreciază prin:

$$\varepsilon_C = \left(\frac{t_1 - t_2}{t_1}\right)\left(\frac{V_x}{V_M}\right) = \left(\frac{CV_x/I - (C + \Delta C)V_x/I}{CV_x/I}\right)\left(\frac{V_x}{V_M}\right) = \frac{\Delta C}{C}\,\frac{V_x}{V_M}.$$

Erorile datorită inconstanței sursei de curent, adică unei variații ΔI a curentului față de valoarea corectă I, se apreciază în mod analog prin expresia:

$$\varepsilon_I = \frac{\Delta I}{I}\,\frac{V_x}{V_M}.$$

La aceasta se adaugă erorile datorită comparatorului precum și caracteristicilor de comutație imperfecte ale circuitului care comandă încărcarea și descărcarea condensatorului sau închiderea și deschiderea circuitului poartă, ca și erorile datorită instabilității frecvenței oscilatorului.

Toate aceste erori fac ca precizia acestui tip de voltmetru să fie de ordinul 0,1% pînă la 1%. Această precizie medie, dublată de o viteză de conversie destul de scăzută este compensată de avantajul complexităţii reduse a acestui tip de voltmetru.

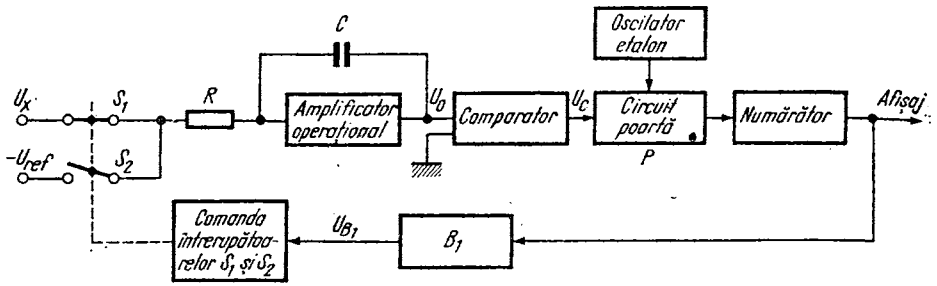


Fig. 8.15. Voltmetru ca integrare cu dublă pantă.

Voltmetrul cu integrare cu dublă pantă. Acesta realizează ca şi cel precedent o transformare tensiune-timp, dar pe un principiu diferit, care permite eliminarea unora dintre erorile menţionate. Creşterea preciziei se obţine pe baza unei complexităţi mai ridicate a circuitelor.

Funcţionarea sa se poate urmări pe schema bloc din figura 8.15 iar variaţia în timp a diferitelor tensiuni în figura 8.16. Iniţial, întreruptorul S_1 este închis, iar S_2 este deschis. Tensiunea de intrare U_x este integrată într-un interval fix de timp, t_1. Evident, panta creşterii tensiunii la ieşirea amplificatorului şi deci nivelul la care aceasta ajunge la sfîrşitul intervalului t_1, depinde de U_x. În acest interval de timp, numărătorul numără impulsurile oscilatorului, care trec prin poarta P care a fost deschisă de semnalul de la ieşirea comparatorului, de îndată ce tensiunea de la ieşirea integratorului a depăşit potenţialul masei. Cînd toate celulele numărătorului ajung pe valoarea 1, aceasta marchează sfîrşitul timpului t_1. Impulsul următor care soseşte de la oscilator pune toate celulele pe zero, iar bistabilul R_1 trece în starea 1; acesta comandă deschiderea lui S_1 şi închiderea lui S_2. Din acest moment, la intrarea integratorului se aplică o tensiune de referinţă de polaritate inversă, — U_{ref}, ceea ce face ca tensiunea la ieşirea integratorului să descrească liniar spre zero. În acest interval de timp, impulsurile de tact ale oscilatorului sînt numărate, trecînd prin circuitul poartă. Această poartă este închisă atunci cînd tensiunea la ieşirea integratorului devine zero, ceea ce determină schimbarea stării la ieşirea comparatorului. Impulsurile numărate sînt proporţionale cu timpul t_x,

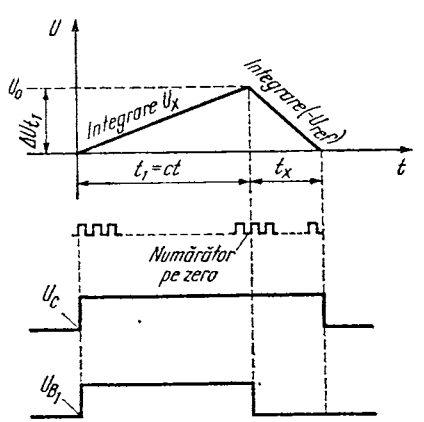


Fig. 8.16. Variaţia tensiunilor în diferite puncte ale schemei din figura 8.15.

care la rîndul său depinde de nivelul de la care a pornit integrarea inversă, nivel care depinde de U_x. La sfîrșitul timpului t_1, tensiunea la ieșirea integratorului este:

$$\Delta U_{t1} = \frac{1}{RC}\int_0^{t_1} U_x \, dt = \frac{U_x t_1}{RC} + C_1,$$

în care constanta C_1 este nulă dacă comparatorul sesizează exact trecerea prin zero a tensiunii integrate. În timpul t_x, tensiunea la ieșirea comparatorului revine la zero, adică suferă o variație:

$$\Delta U_{t_x} = \frac{1}{RC}\int_0^{t_x} U_{ref} \, dt = \frac{U_{ref} t_x}{RC}.$$

Cele două variații de tensiune sînt egale și de sens opus:

$$\Delta U_{t_1} - \Delta U_{t_x} = 0$$

$$\frac{U_x t_1}{RC} - \frac{U_{ref} t_x}{RC} = 0,$$

de unde:

$$t_x = t_1 \frac{U_x}{U_{ref}} = kU_x, \quad \text{dacă} \begin{cases} U_{ref} = ct \\ t_1 = ct \end{cases}$$

Se observă că între tensiunea U_x și timpul t_x există o proporționalitate directă. Precizia acestui voltmetru este independentă de frecvența oscilatorului, întrucît ambele perioade de timp (t_x și t_1) sînt măsurate cu același generator de tact. Precizia voltmetrului depinde de erorile comparatorului, ale, circuitelor de comutație, ale tensiunii de referință și ale circuitului integrator.

8.1.5.2. VOLTMETRE CU CONVERSIE TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Întrucît frecvența este o mărime ușor măsurabilă numeric, s-au căutat soluții pentru convertirea tensiunii analogice într-un semnal de frecvență proporțională cu aceasta. O posibilitate în acest sens o oferă schema din figura 8.17 care se bazează tot pe încărcarea liniară a unui condensator. Tensiunea

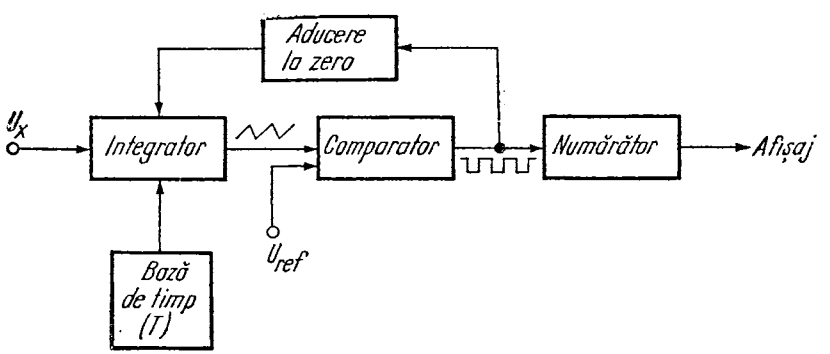


Fig. 8.17. Voltmetru cu conversie tensiune-frecvență.

de intrare este transformată într-un curent constant care este integrat de circuitul integrator format din amplificatorul operaţional şi elementele R şi C. Există relaţiile:

$$-U_2 \approx \frac{1}{C}\int_0^t \frac{U_1}{R}\,dt = \frac{1}{RC}\int_0^t U_1\,dt = \frac{U_1}{RC}\,t,$$

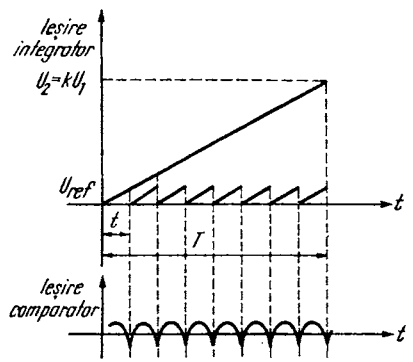


Fig. 8.18. Variaţia tensiunilor în diferite puncte ale schemei din figura 8.17.

deci panta caracteristicii de încărcare depinde de U_1. Integrarea are loc pînă la un anumit nivel U_{ref}, dat de o tensiune de referinţă, nivel la care comparatorul dă un impuls la ieşire. Acest impuls este utilizat pentru a readuce integratorul la zero, după care integrarea reîncepe. La ieşirea integratorului se obţine o astfel o tensiune în dinţi de ferăstrău, iar la ieşirea comparatorului o succesiune de impulsuri a căror frecvenţă este proporţională cu tensiunea aplicată (fig. 8.18). Într-adevăr într-un interval constant de timp T, vor avea loc un număr de impulsuri:

$$n = \frac{T}{t} = \frac{U_1}{U_{ref}} = \frac{kU_1}{U_{ref}} = KU_1,$$

deoarece $U_2 = \frac{U_1}{RC}\,T = KU_1$.

8.1.5.3. VOLTMETRE CU COMPARAŢIE

Tensiunea de referinţă cu care se compară tensiunea de măsurare poate fi generată în două moduri. Fie în salturi crescătoare şi descrescătoare de diferite mărimi care să conducă la o aproximaţie cît mai bună a tensiunii necunoscute, fie în trepte de mărime egală, uniform crescătoare. Corespunzător acestor două modalităţi, există două tipuri de voltmetre numerice cu comparaţie.

Voltmetrul cu aproximaţii succesive. Se caracterizează printr-o precizie ridicată, fiind unul din tipurile cele mai răspîndite în ultimul timp. În prin-

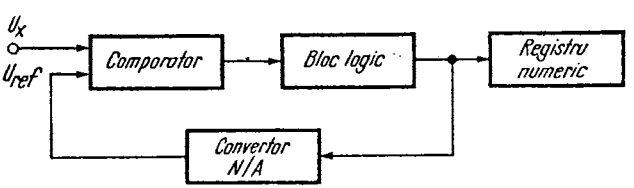


Fig. 8.19. Voltmetru cu aproximaţii succesive-schema bloc.

cipiu (fig. 8.19), se compune dintr-un comparator, la intrarea căruia se aplică tensiunea analogică de măsurat precum şi o tensiune de referinţă, variabilă, care se obţine la ieşirea unui convertor N/A. Această tensiune este comandată de către un bloc logic de control care sesizează indicaţiile comparatorului

și urmărește egalizarea celor două tensiuni de la intrarea comparatorului. Această egalizare se face prin aproximații succesive, adică prin varierea în trepte a tensiunii de referință, începînd cu rangul cel mai semnificativ al convertorului *N/A* și continuînd cu rangurile imediat inferioare. Un exemplu de aproximare a tensiunii necunoscute se dă în figura 8.20 în care se observă că prin trepte din ce în ce mai mici, crescătoare sau scăzătoare, tensiunea la ieșirea convertorului *N/A* se apropie de valoarea tensiunii necunoscute. Cînd cele două tensiuni devin egale (în limitele preciziei aparatului) unitățile binare de la intrarea convertorului *N/A* reprezintă codul numeric al tensiunii analogice de intrare.

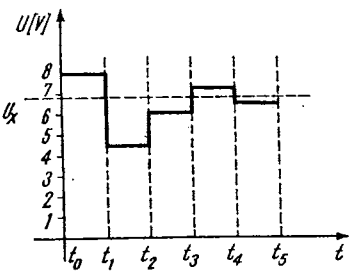


Fig. 8.20. Exemplu de aproximare a unei tensiuni continue.

Precizia sistemului poate fi mai bună decît $\pm$ 0,005% și depinde de eroarea de cuantificare și de erorile datorită circuitelor electronice (convertorul N/A, comparatorul, sursa de tensiune etalon). Precizia sistemului scade cu creșterea vitezei de conversie.

În figura 8.21 se dă o schemă mai detaliată a blocului logic de control care comandă convertorul N/A. Semnalele de control care comandă desfășurarea operațiilor se obțin în această schemă cu ajutorul unui registru de deplasare. Ele ar fi putut fi obținute și de la un numărător binar alimentat la intrare cu semnale de tact și care, printr-o rețea decodificatoare formată din circuite logice, ȘI, ar furniza impulsuri succesive porților P_1 ..., P_5. Registrul de deplasare oferă o soluție mai simplă întrucît nu mai necesită rețea decodificatoare, impulsul de tact trecînd succesiv la ieșirea bistabililor B_2, B_4, B_6, B_8, B_{10}. *C I* reprezintă circuite de întîrziere. În afară de registrul de deplasare, schema mai cuprinde circuitele poartă P_1, ... P_5, convertorul *N/A* format din bistabilii B_1, B_3, B_5, B_7, B_9 comutatoarele de nivel CN_1, ... CN_5 și rețeaua rezistivă, precum și comparatorul care funcționează astfel încît furnizează un impuls la ieșire, dacă tensiunea U_{ref} este mai mare decît U_x. Funcționarea schemei este următoarea.

Impulsul de pornire aduce bistabilul B_2 în starea 1, iar pe celelalte celule bistabile din registrul de deplasare — în starea 0. Totodată el pune bistabilii B_3, B_5, B_7 și B_9, care comandă convertorul N/A, în starea 0 și bistabilul B_1 în starea 1. În această stare, B_1 comandă, prin circuitul CN_1, conectarea tensiunii etalon U_{et} la rezistența rețelei convertorului N/A, care corespunde unității binare celei mai semnificative. La ieșirea rețelei se obține o tensiune corespunzătoare acestei unități și care constituie deci treapta cea mai importantă de tensiune generată de convertorul N/A. Fie, de exemplu, 8 volți valoarea acestei tensiuni și fie 6,8 volți valoarea tensiunii necunoscute U_x (fig. 8.20). Deoarece $U_{ref} > U_x$, comparatorul dă un impuls care se transmite prin poarta *P*, la intrarea lui B_1 pe care îl pune pe zero, anulînd prin CN_1, tensiunea de 8 V la ieșire. În acest moment, impulsul de tact de la intrare face să avanseze cu o celulă unitatea binară în registrul de deplasare, care trece astfel în B_4; aceasta basculează în prealabil bistabilul B_3 ce comandă treapta următoare de tensiune la ieșirea convertorului N/A. Această treaptă corespunde

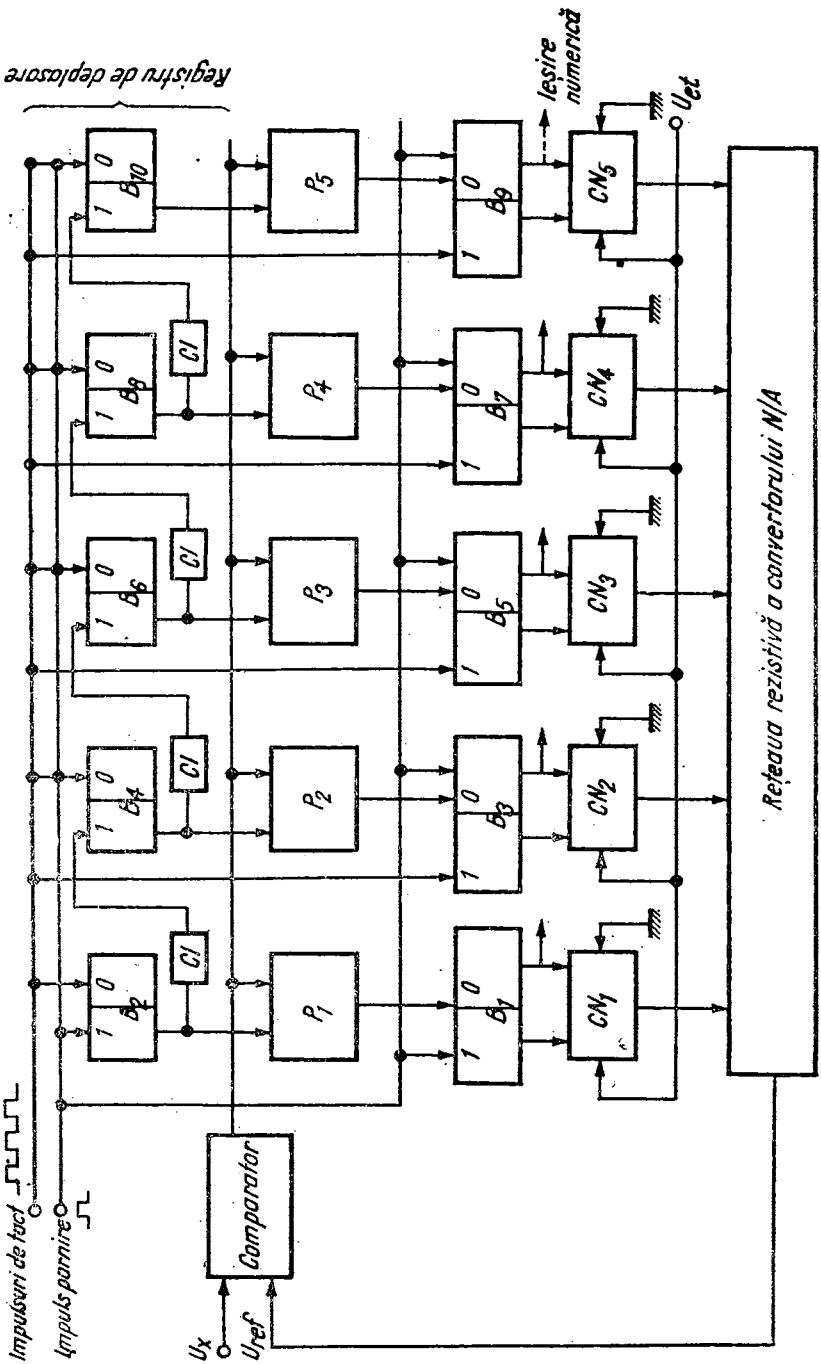


Fig. 8.21. Schema detaliată a blocului logic din figura 8.19.

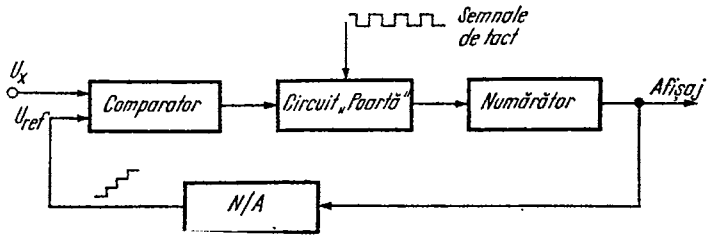


Fig. 8.22. Voltmetru cu tensiune crescătoare în trepte.

unității binare imediat următoare, adică valoarea sa este egală cu jumătate din cea precedentă, deci este de 4 V. Întrucît acum $U_{ref} < U_x$, comparatorul nu va furniza nici un impuls, ceea ce va menține pe B_3 în starea în care se găsește, adică va menține cei 4 V la ieșire. Acestora li se vor adăuga însă (la pasul următor) cei 2 V proveniți prin comanda unității binare următoare a convertorului N/A, de către impulsul de tact următor. Întrucît și de data aceasta $U_{ref} = 6$ V $< U_x = 6{,}8$ V, comparatorul nu va da nici un semnal la ieșire, ceea ce va face ca prin poarta P_3 să nu se transmită nimic (în registrul de deplasare, unitatea binară a ajuns în B_6) și deci B_5 să-și păstreze starea. Un nou impuls de tact la intrare va bascula pe B_7 ceea ce va adăuga tensiunii de ieșire a convertorului, 1 V. În acest caz, $U_{ref} = 7$ V $> U_x = 6{,}8$ V și comparatorul furnizează un impuls. Acesta se transmite prin P_4 (unitatea din registru este în B_8) la B_7 pe care îl readuce în starea 0, anulînd ultima treaptă de tensiune (1 V). La tactul următor este basculat B_9 care determină apariția unei tensiuni de 0,5 V la ieșire care însumată cu tensiunile ce s-au menținut, conduce la valoarea finală a tensiunii de referință, de 6,5 V. Aceasta este valoarea cea mai apropiată de tensiunea de măsurat de 6,8 V, pe care o poate furniza convertorul nostru. Pentru a realiza o aproximație mai bună ar fi trebuit să se mărească numărul de unități binare ale convertorului N/A. Cu cele cinci unități binare ale convertorului prezentat, eroarea maximă de cuantificare este $\pm$ 0,5 V.

Voltmetrul cu tensiune crescătoare în trepte. Acesta este reprezentat în schema de principiu din figura 8.22 care este expusă mai detaliat în figura 8.23.

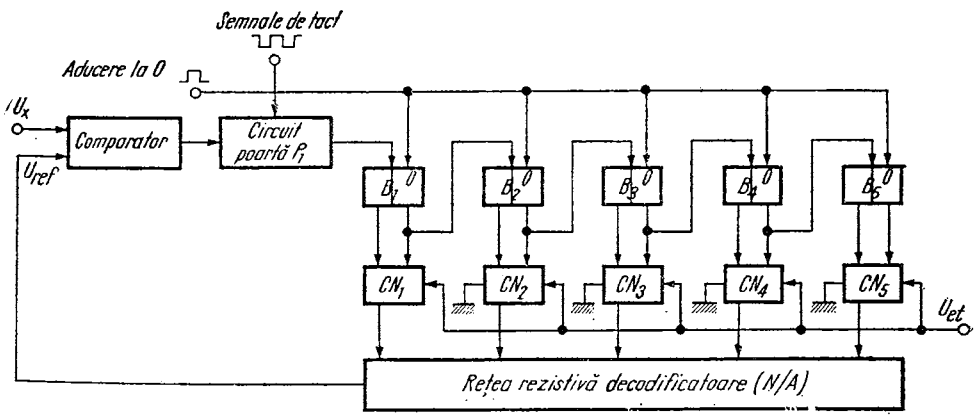


Fig. 8.23. Schema bloc detaliată a voltmetrului din figura 8.22.

Ca şi la convertorul precedent, funcţionarea se bazează pe compararea tensiunii necunoscute cu o tensiune de referinţă variabilă, care de data aceasta creşte în trepte pînă la egalarea celor două valori. După cum se observă în figura 8.23 circuitele bistabile ale decodificatorului N/A sînt conectate pentru a forma un numărător (cu cinci unităţi binare) care numără semnalele de tact de la intrare. Circuitele bistabile B_1, ... B_5 comandă prin intermediul comutatoarelor de nivel CN_1, ..., CN_5, reţeaua decodificatoare rezistivă la ieşirea căreia se obţine o tensiune în trepte (figura 8.24). Forma tensiunilor în diferite puncte ale circuitului se poate urmări în figura 8.25. Funcţionarea este următoarea: iniţial un impuls de aducere la zero face ca toate circuitele bistabile ale numărătorului să fie aduse în starea 0. Atîta timp cît tensiunea de măsurat este mai mare decît tensiunea de referinţă de la ieşirea convertorului N/A, comparatorul furnizează un semnal 1 la ieşire, care deschide poarta P_1, permiţînd trecerea impulsurilor de tact spre numărător. Acesta numără

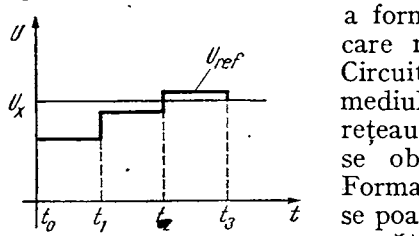


Fig. 8.24. Variaţia în trepte a tensiunii de referinţă.

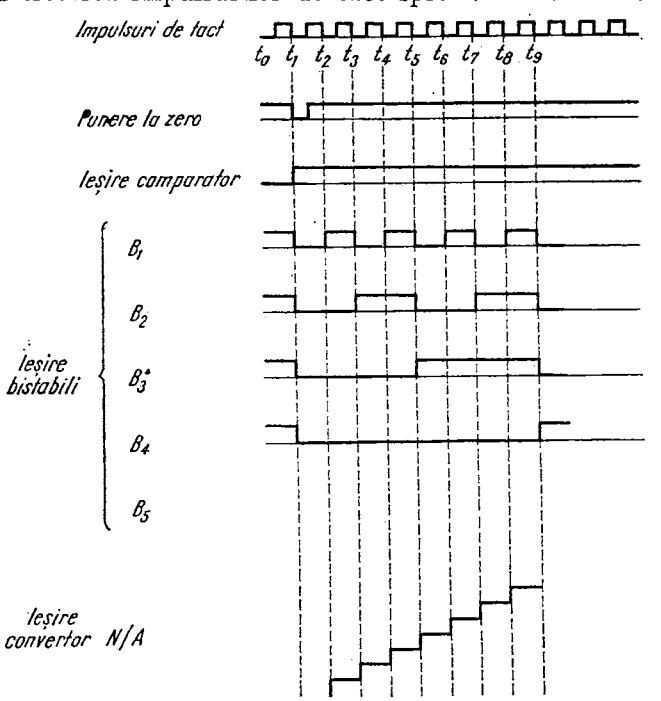


Fig. 8.25. Variaţia tensiunilor în diferite puncte ale schemei din figura 8.23.

impulsurile aplicate (ca orice numărător binar) iar combinaţiile de 0 şi 1 de la ieşirea sa determină prin intermediul reţelei decodificatoare, apariţia unei tensiuni crescătoare în trepte, U_{ref}. Cînd această tensiune egalează

(sau depășește) tensiunea de măsurat, comparatorul nu mai dă semnal, ceea ce împiedică trecerea impulsurilor prin poarta P_1 și oprește deci numărarea. Valoarea tensiunii necunoscute este egală cu numărul binar de la ieșirea numărătorului, în limitele erorii de cuantificare.

Pentru ca sistemul să poată urmări eventualele variații ale tensiunii de intrare, este necesar ca numărătorul să fie reversibil astfel încît să poată determina atît creșterea cît și descreșterea tensiunii în trepte de la ieșire.

În ceea ce privește eroare de funcționare a acestui tip de convertor, ea se datorește, ca și în cazul convertorului cu aproximații succesive, convertorului N/A, comparatorului și variației valorii tensiunii etalon U_{et}. Viteza sa de funcționare este mai redusă decît a celui precedent, deoarece convertorul N/A trebuie să parcurgă succesiv toate nivelele de cuantificare pentru a egala tensiunea necunoscută. Pentru un decodificator cu n unități binare de intrare, atingerea valorii maxime la ieșire se efectuează în $2^n - 1$ pași succesivi, plecînd de la zero. În aceeași situație, convertorul cu aproximații succesive stinge nivelul maxim în numai n pași, adică mult mai repede.

8.1.5.4. VOLTMETRE CU CONVERSII COMBINATE

În scopul măririi preciziei sau a vitezei de măsurare, în ultimul timp au fost elaborate diferite tipuri de voltmetre numerice care combină unele din principiile de conversie expuse mai sus, în cadrul aceluiași aparat. Dăm două exemple în acest sens.

Voltmetrul cu integrare — comparare. Combină tehnica comparării care are avantajul unei precizii ridicate cu aceea a conversiei tensiune-frecvență care duce la o bună rejecție a zgomotului.

Tensiunea de măsurare U_x este aplicată într-o primă etapă (poziția 1 a comutatorului K) unui convertor tensiune — frecvență cu integrator (figura

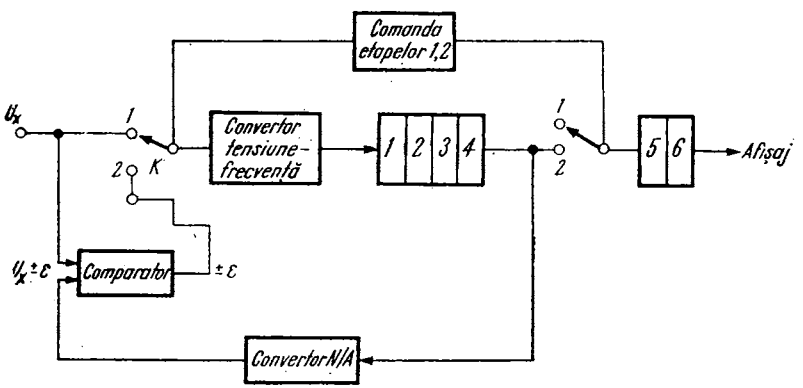


Fig. 8.26. Voltmetrul cu integrare-comparare.

8.26). Impulsurile de la ieșirea acestuia sînt aplicate, într-un interval de timp fix comandat de baza de timp, unui numărător cu șase ranguri, care își completează astfel primele patru ranguri. Aceasta asigură o precizie de 0,3%, precizie care va fi îmbunătățită în etapa a doua a măsurării (comutatorul

K pe poziţia 2). În această etapă, ieşirea numărătorului este aplicată unui convertor N/A a cărui ieşire este deci egală cu tensiunea necunoscută, în limitele erorii cu care s-a efectuat prima măsurare. Cele două tensiuni sînt comparate de către un etaj care furnizează la ieşire diferenţa dintre ele. Această diferenţă, $\pm\varepsilon$, este din nou aplicată convertorului tensiune — frecvenţă iar impulsurile de la ieşirea sa servesc la completarea rangurilor cinci şi şase ale numărătorului, precum şi la corectarea rangului patru dacă este cazul. Acest număr este afişat şi constituie indicaţia aparatului.

Erorile de măsurare se datoresc convertorului tensiune — frecvenţă, bazei de timp şi convertorului N/A. Precizia se îmbunătăţeşte în etapa a doua faţă de etapa întîia, ajungînd la 0,002%.

Voltmetrul cu interpolare — integrare

Combină tehnica conversiei tensiune-frecvenţă cu aceea a integrării cu dublă pantă în scopul creşterii vitezei de măsurare. Funcţionarea sa se poate urmări pe schema bloc din figura 8.27. În primele T'' secunde (de obicei $T = \frac{1}{50\ \text{Hz}} = 20$ m s) aparatul efectuează o conversie obişnuită tensiune-frecvenţă. Semnalul de frecvenţă proporţională cu U_x trece prin circuitul poartă P_1 spre decadele numărătorului. Sfîrşitul timpului T găseşte condensatorul integratorului încărcat la o anumită valoare, intermediară între 0 şi U_{ref}, în funcţie de raportul dintre timpul T şi perioada semnalului generat de conver-

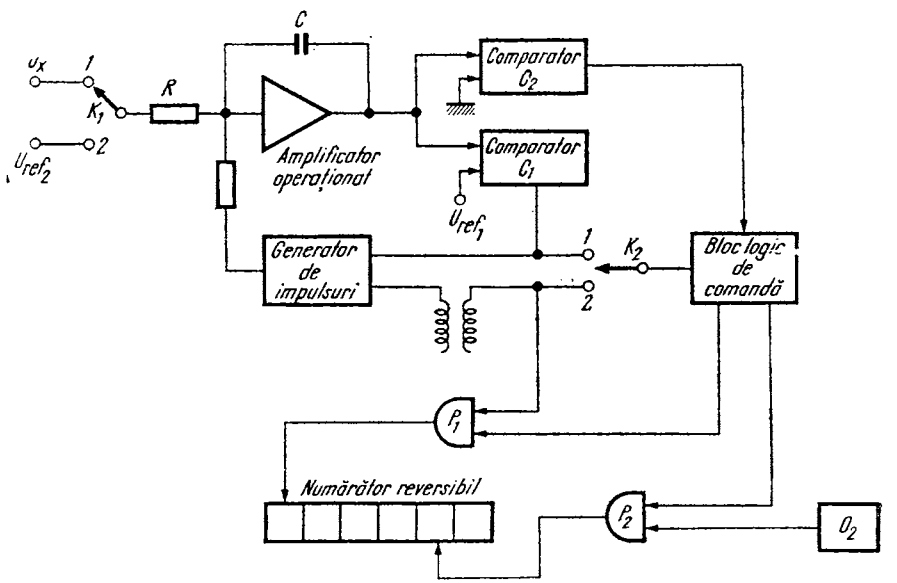


Fig. 8.27. Voltmetrul cu interpolare-integrare.

tor. Începe al doilea timp al măsurării caracterizat prin conversia dublă pantă. Comutatoarele K_1 şi K_2 trec pe poziţia 2 ceea ce aplică integratorului o tensiune de referinţă U_{ref_1} de semn contrar lui U_x ceea ce descarcă condensatorul C la zero. În acest timp prin poarta P_2 trec impulsurile oscilatorului

O_2 de frecvență stabilă, care sînt numărate și completează ultimele două decade ale numărătorului. Cînd comparatul C_2 detectează nivelul zero la ieșirea integratorului, poarta P_2 se închide și măsurarea e terminată.

8.2. MĂSURAREA TENSIUNILOR ALTERNATIVE

Un voltmetru de c.a. este format în principiu din două părți distincte: partea de detecție care transformă semnalul alternativ de măsurat într-un semnal continuu, proporțional cu acesta și partea de măsură propriu-zisă. Măsurarea semnalului continuu se poate face fie analogic, utilizînd un voltmetru cu ac indicator într-un montaj mai mult sau mai puțin complex, fie numeric, utilizînd unul din voltmetrele prezentate în paragraful 8.1.

După tipul detecției se deosebesc voltmetre de valori efective, de valori medii și de valori de vîrf. Întrucît valoarea care interesează în mod curent în măsurări este valoarea efectivă a tensiunii, voltmetrele cu detecții de valori medii sau de vîrf, sînt etalonate tot în valori efective. Evident, această etalonare este valabilă numai în regim sinusoidal, unde există o relație bine determinată între valoarea efectivă, medie și de vîrf a semnalului.

Valoarea efectivă a unei tensiuni alternative este echivalentă cu valoarea unei tensiuni continue care dezvoltă aceeași căldură într-o sarcină rezistivă. Din acest considerent rezultă expresia valorii efective V_{ef} a unei tensiuni $v(t)$, ce variază periodic în timp, cu perioada T:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v_i^2 \cdot (t)\, \mathrm{d}t}$$

unde $v_i(t)$ este valoarea instantanee a tensiunii $v(t)$. Valoarea efectivă apare astfel ca radical din media patratelor valorilor instantanee, medierea efectuîndu-se pe o perioadă T a semnalului de o formă oarecare.

În cazul unui semnal de formă sinusoidală:

$$v(t) = V_{max} \sin \omega t$$

valoarea efectivă este:

$$V_{ef}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_{max}^2 \sin^2 \omega t\, \mathrm{d}t = \frac{V_{max}^2}{2}$$

sau

$$V_{ef} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, V_{max}.$$

Valoarea medie a unei tensiuni alternative este media valorilor instantanee pe durata unei perioade:

$$V_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T v_i(t)\, \mathrm{d}t.$$

În cazul unui semnal sinusoidal, valoarea medie pe un număr întreg de perioade este nulă datorită simetriei semnalului.

Valoarea medie a unei semialternanţe este

$$V_{med} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V_{max} \sin \omega t \, dt = \frac{2}{2\pi} V_{max} = 0{,}636\, V_{max}$$

În cazul semnalelor sinusoidale, între cele două valori — efective şi medii — există relaţia:

$$\frac{V_{ef}}{V_{med}} = \frac{0{,}707\, V_{max}}{0{,}636\, V_{max}} = 1{,}11.$$

8.2.1. VOLTMETRE DE VALORI MEDII

Datorită relaţiei care există între valoarea medie şi cea efectivă în regim sinusoidal, voltmetrele de valori medii pot fi etalonate în valori efective. Aceasta este o soluţie comodă întrucît voltmetrele de valori medii sînt mai simple şi mai ieftine decît cele de valori eficace.

O schemă simplă se dă în figura 8.28. Semnalul de măsurat este aplicat la intrarea unui amplificator cu amplificare şi impedanţă de intrare ridicate şi apoi atenuat, corespunzător diferitelor scări ale voltmetrului. Tensiunea alternativă este redresată de puntea cu diode iar curentul prin instrument variază ca în figura 8.29. Cuplul instantaneu care ia naştere în aparatul magnetoelectric este proporţional cu acest curent redresat dar datorită inerţiei

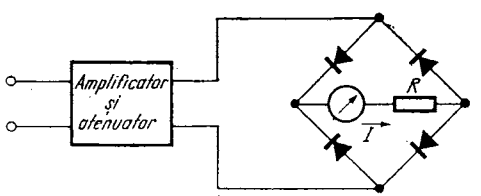


Fig. 8.28. Voltmetru de valori medii.

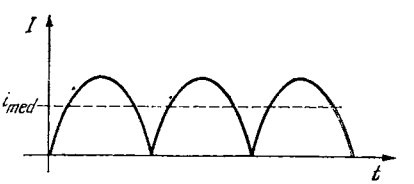


Fig. 8.29. Variaţia curentului prin instrumentul din figura 8.28.

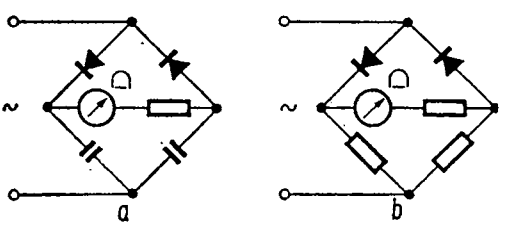


Fig. 8.30. Variante ale punţii din figura 8.28.

sale mecanice, echipajul mobil este acţionat de un cuplu mediu, proporţional cu valoarea medie a curentului redresat.

De notat că unele din diodele punţii pot fi înlocuite cu rezistenţe sau capacităţi ca în figura 8.30 *a* şi *b*.

8.2.2. VOLTMETRE DE VALORI DE VÎRF

Se caracterizează prin existența unui condensator C care se încarcă prin dioda D într-o alternanță, la valoarea de vîrf a tensiunii aplicate, descărcîndu-se foarte puțin în alternanța următoare pe rezistența R (fig. 8.31 *a*, *b*). Pentru

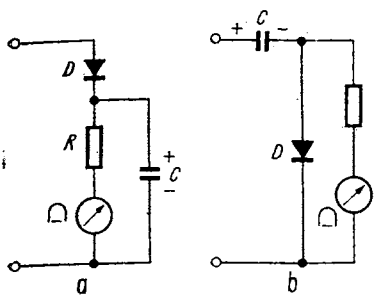


Fig. 8.31. Voltmetre de valori de vîrf:
a — serie; *b* — derivație.

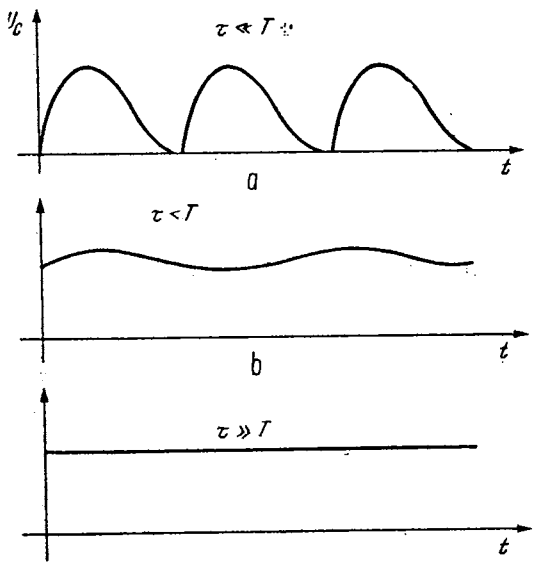


Fig. 8.32. Variația tensiunii la bornele capacitorului pentru diferite constante de timp. →

ca tensiunea la bornele condensatorului să rămînă practic constantă în timpul întregii perioade, constanta de timp RC a circuitului de descărcare trebuie să fie suficient de mare față de perioada T a tensiunii de măsurat:

$$RC \gg T.$$

Se recomandă ca produsul RC să fie cel puțin de zece ori mai mare decît perioada maximă a tensiunii măsurate. Aceasta impune o limită frecvenței joase la care voltmetrul cu detecție de vîrf mai funcționează corect. La frec-

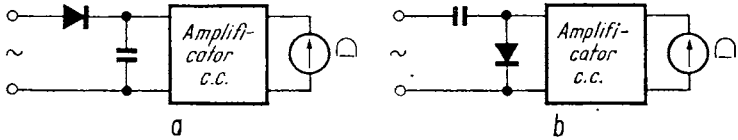


Fig. 8.33. Scheme uzuale de voltmetre de valori de vîrf:
a — serie; *b* — derivație.

vențele joase la care condiția impusă constantei de timp RC nu mai e satisfăcută, tensiunea la bornele condensatorului C variază ca în figura 8.32 *a*, *b*.

Schemele uzuale ale unor astfel de voltmetre se dau în figura 8.33 *a*, *b*, în care se observă că rezistența R este constituită de rezistența de intrare, de

valoare ridicată, a amplificatorului de c.c. a cărui prezenţă îmbunătăţeşte şi sensibilitatea globală a voltmetrului.

Principalul avantaj al voltmetrului cu detecţie de vîrf îl constituie faptul că grupul de detecţie (diodă, rezistenţă, condensator) poate fi inclus într-o mică cutie separată de restul aparatului şi care constituie aşa-numitul „cap de probă". Prin aceasta, detecţia se face chiar lîngă sursa de semnal de măsurat iar prin firele ce duc la aparatul de măsură circulă numai curent continuu. Acest mod de măsurare este foarte indicat, în special la frecvenţe mari.

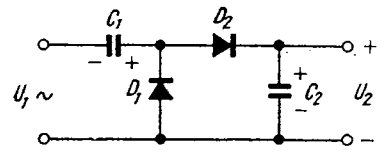


Fig. 8.34. Detector de la vîrf la vîrf.

O variantă a detecţiei de vîrf o constituie detecţia de la vîrf la vîrf care prezintă avantajul unei eficienţe mai ridicate şi a eliminării erorilor datorite unor semnale nesimetrice. O schemă simplă de detector de la vîrf la vîrf (sau dublor de tensiune) se dă în figura 8.34. Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de vîrf a semiundei negative. În semiperioada pozitivă sarcina lui C_1 este transferată lui C_2, căruia în plus i se aplică tensiunea de vîrf a semiperioadei pozitive. La bornele lui C_2 apare deci tensiunea de la vîrf la vîrf a semnalului de intrare. C_1 şi C_2 trebuie să fie de valori suficient de mari ca tensiunea la bornele lor să se menţină constantă în timpul unei perioade.

8.2.3. VOLTMETRE DE VALORI EFECTIVE

Voltmetrul cu termocuplu

Este un voltmetru de valori efective care se bazează pe însăşi definiţia acestei mărimi, adică pe căldura dezvoltată prin efect Joule într-o rezistenţă. Semnalul de măsurat este aplicat unei înfăşurări de încălzire iar un termocuplu situat în apropierea acestei înfăşurări generează o tensiune de c.c. proporţională cu creşterea temperaturii joncţiunii încălzite. Precizia unei astfel de măsurări este destul de redusă datorită neliniarităţii termocuplului precum şi datorită problemelor de ordin termic. Acestea din urmă au fost soluţionate dispunînd firul încălzitor şi termocuplul într-o incintă de sticlă vidată (fig. 8.35) pentru a evita pierderile de căldură şi prin utilizarea unor fire de legătură de conductibilitate termică scăzută.

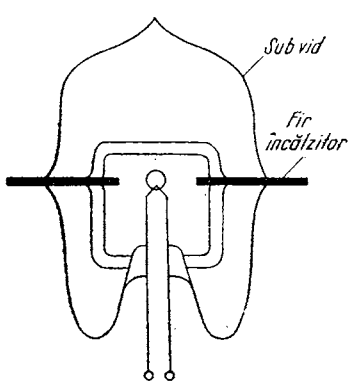


Fig. 8.35. Termocuplu

Pentru evitarea efectului neliniarităţii termocuplului acesta se montează într-o schemă cu compensare (fig. 8.36). Semnalul de intrare amplificat se aplică firului încălzitor al termocuplului de măsură. Prin firul încălzitor al termocuplului de compensare trece curentul continuu de reacţie luat de la ieşirea amplificatorului de c.c. Acestui amplificator i se aplică la intrare diferenţa tensiunilor de la

ieşirea celor două termocuple. Circuitul este în fond un sistem de reglaj care ajustează în permanenţă încălzirea termocuplei de compensare în funcţie de încălzirea termocuplei de măsură. Indicaţia instrumentului este pro-

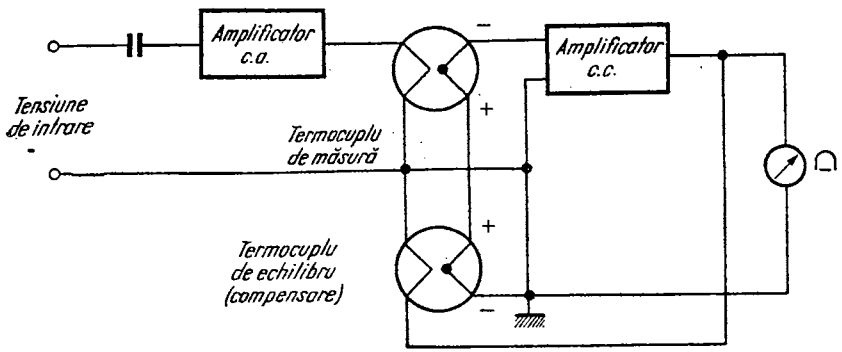


Fig. 8.36. Voltmetru cu termocuplu.

porţională cu tensiunea continuă de reacţie, care la rîndul său este proporţională cu valoarea efectivă a semnalului de intrare dacă cîştigul pe bucla de reacţie e suficient de mare. Datorită montajului diferenţial, neliniaritățile celor două termocuple se compensează reciproc şi nu afectează indicaţia voltmetrului care este liniară în funcţie de semnalul de intrare.

O limitare importantă în funcţionarea voltmetrelor de valori efective o constituie aşa-numitul *factor de creastă* a semnalului de măsurat. Acest factor este definit ca raportul dintre tensiunea de vîrf şi cea efectivă a semnalului. Acest factor poate avea o valoare ridicată în cazul unei succesiuni de impulsuri de amplitudine mare şi factor de umplere mic. Elementul care împiedică măsurarea corectă a unui astfel de semnal este amplificatorul care precede detecţia, în voltmetrele de valori efective. Amplificatorul limitează amplitudinea impulsului aplicat, şi taie o parte din frecvenţele cuprinse în spectrul impulsului; acestea sînt cu atît mai numeroase cu cît impulsul este mai scurt. Rezultă că în cazul unui semnal cu factor de creastă ridicat, o parte importantă din energia semnalului nu va trece prin amplificator şi nu va putea fi măsurată.

Voltmetre de valori efective cu scheme speciale. O posibilitate de realizare a unor voltmetre de valori efective constă în utilizarea unor dispozitive detectoare, cu caracteristică de transfer pătratică şi a unui voltmetru magnetoelectric etalonat astfel ca indicaţia să reprezinte rădăcina pătrată a tensiunii ce i se aplică.

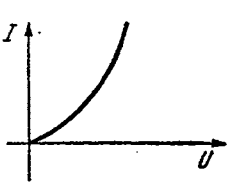


Fig. 8.37. Caracteristica diodei semiconductoare.

Ca detector pătratic se poate utiliza dioda semiconductoare, a cărei caracteristică (fig. 8.37) are pentru tensiuni mici o neliniaritate de ordinul doi. Aproximaţii mai bune se obţin utilizînd circuite de detecţie cu mai multe diode şi rezistenţe ca cel din figura 8.38. Tensiunile de polarizare sînt alese astfel încît la $U_1 = 0$, dioda D_2 e blocată şi un mic curent trece prin T_1 şi D_2. Pe măsură ce creşte tensiunea de intrare, creşte şi tensiunea la bornele

diodei. D_1, ceea ce determină prin grupul serie R_1, T_1, D_1, R_2, un curent determinat de caracteristica pătratică a lui D_1. Căderea de tensiune pe R_1, adică tensiunea de ieşire U_2 este deci proporţională cu pătratul tensiunii de intrare. Cînd tensiunea la bornele diodei D_1 depăşeşte abscisa corespunză-

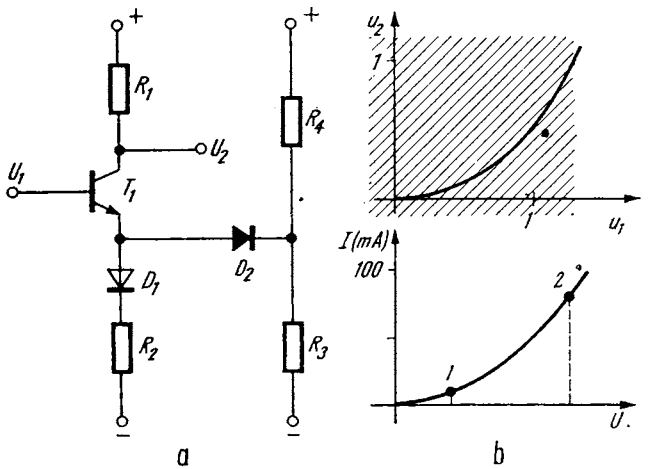


Fig. 8.38. Voltmetru cu caracteristică pătratică:
a — schema; *b* — caracteristica de transfer.

toare punctului 2, dioda D_1 se blochează şi intră în funcţiune dioda D_2 care funcţionează în mod similar cu D_1, pe porţiunea iniţială a caracteristicii sale. Extinderea domeniului de măsură se poate face conectînd mai multe asemenea diode în mod similar. Un circuit complementar acestuia se adaogă pentru măsurarea şi a tensiunilor negative.

O altă posibilitate de a obţine un voltmetrul de valori efective o constituie combinarea unei detecţii de vîrf cu o detecţie de valori medii ca în figura 8.39. În această schemă se modelează relaţia:

$$V_{ef} = K_1 V_{vîrf} + K_2 V_{med}$$

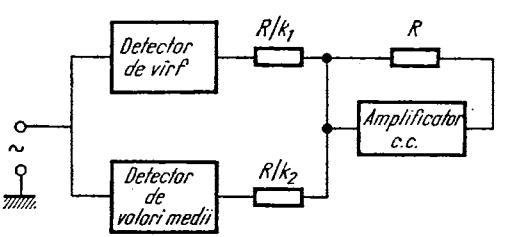


Fig. 8.39. Voltmetru de valori efective cu schemă specială.

valabilă pentru orice formă de undă. Coeficienţii K_1 şi K_2 se determină pentru o anumită formă de undă, în general cea sinusoidală.

De asemenea se mai poate utiliza o schemă combinată de detecţie de valori medii şi de vîrf, pentru a obţine un voltmetru de valori efective

(fig. 8.40). Raportul R_1/R_2 se reglează experimental pentru a obține la ieșire valoarea efectivă a semnalului, evident pentru un domeniu de valori și frecvențe limitat.

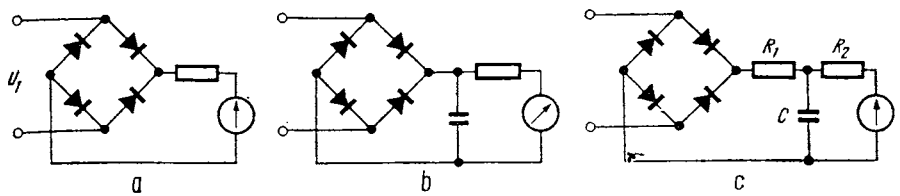


Fig. 8.40. Voltmetru de valori efective:
a — detector de valori medii; *b* — detector de valori de vîrf; *c* — voltmetru rezultant.

Pentru a mări domeniul de utilizare a schemei, rezistența R_1 se înlocuiește cu un circuit formator cu diode (fig. 8.41).

Caracteristicile și performanțele diferitelor tipuri de voltmetre cu detecție.

a) Dependența indicației de forma de undă

Tensiunile sinusoidale de măsurat pot avea un grad de distorsiune mai mare sau mai mic, adică un conținut oarecare de armonici. În general armonicele a doua și a treia sînt cele care trebuiesc luate în considerare, amplitudinile armonicilor superioare fiind neglijabile.

Valoarea efectivă a unei tensiuni formată dintr-o fundamentată V_1 și un număr de armonici V_2, V_3 ... poate fi calculată cu relația:

$$V_{ef} = \sqrt{V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + V_{3ef}^2 + \dots}$$

Voltmetrul a cărui indicație este cel mai puțin afectată de prezența armonicilor este cel de valori efective, întrucît acest intrument este sensibil la căldura dezvoltată de fiecare dintre componente; dacă acestea intră în banda de lucru a voltmetrului, indicația sa nu este afectată de eroare.

De asemenea cele care utilizează o detecție pătratică nu sînt influențate de prezența armonicilor. Fie un element detector a cărui caracteristică este aproximată de relație

$$i = Kv^2.$$

Dacă $v = V \sin \omega t$, valoarea medie a curentului la ieșire este:

$$I_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T KV^2 \sin^2 \omega t \, dt = KV_{ef}^2.$$

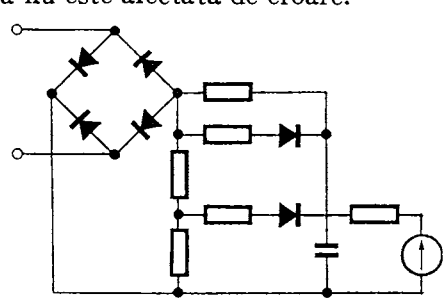


Fig. 8.41. Voltmetru de valori efective cu circuit formator cu diode.

Dacă însă tensiunea are și armonici

$$v = \sum_{n=1}^{N} V_n \sin (\omega_n t + \varphi_n)$$

valoarea curentului la ieşire va fi

$$i = K\left[\sum_{n=1}^{N} V_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)^2\right] = K\left[\sum_{1}^{N} V_n^2 \sin^2(\omega_n t + \varphi_n)\right] +$$

$$+ K\left[\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} V_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) V_m \sin(\omega_m t + \varphi_m)\right].$$

Valoarea medie a fiecărui termen din a doua sumă este nulă. Valoarea medie a primului termen conduce la rezultatul

$$I_{med} = K\frac{1}{2}\sum_{n}^{N} V_n^2 = K\sum_{1}^{N} V_{nef}^2 = KV_{ef}^2.$$

Voltmetrul cu detecţie pătratică măsoară valoarea eficace a semnalului indiferent de forma acestuia.

Dimpotrivă, voltmetrele de valori medii şi cele de valori de vîrf sînt influenţate considerabil de prezenţa armonicilor. În tabelul 8.1 se dau erorile procentuale ale acestor voltmetre faţă de cel de valori efective, pentru diferite grade de distorsiune. Din acest tabel se observă că atît amplitudinea cît şi faza şi ordinul armonicii influenţează valoarea medie şi de vîrf a semnalului. Se mai observă că armonica a treia este mai periculoasă decît armonica a doua, ducînd la erori mai mari pentru acelaşi grad de distorsiune. Totuşi

Tabelul 8.1

Conţinutul de armonici	Erorile diferitelor tipuri de voltmetre		
	Valori efective	Valori medii	Valori de vîrf
0	100	100	100
(arm II) 10%	100,5	100	90—110
(arm II) 20%	102	100—102	80—120
(arm II) 50%	112	100—110	75—150
arm III 10%	100,5	96—104	90—110
arm III 20%	102	94—108	88—120
arm III 50%	112	90—116	108—150

pentru valori uzuale ale gradului de distorsiune ($\delta < 10\%$) erorile de măsură ale acestor instrumente sînt acceptabile, fiind mai mici decît 1% în cazul armonicii a doua şi mai mici decît 5% în cazul armonicii a treia.

În cazul aplicării unui semnal dreptunghiular la care valorile medie, eficace şi de vîrf se confundă, voltmetrul de valori medii etalonat în valori eficace ($V_{ef} = 1{,}11\ V_{med}$) va da o eroare de 11%.

$$\varepsilon\% = \frac{1{,}11\,V_{ef} - V_{ef}}{V_{ef}}\,100 = 0{,}11 \cdot 100 = 11\%.$$

O altă sursă de eroare legată de forma de undă şi care apare numai la voltmetrele de vîrf, este aceea datorită unei unde nesimetrice. În acest caz citirile vor fi diferite dacă se inversează conexiunile de intrare ale voltmetrului.

b) Domeniul de frecvenţă este determinat de banda amplificatorului voltmetrului. Acesta este în general de bandă largă astfel încît voltmetrele

de valori efective și medii careconțin un amplificator de curent alternativ, au un domeniu de frecvențe cuprins între cîțiva herți și 10 MHz. La voltmetrele de valori de vîrf, la care detecția precede amplificarea, banda este mult mai mare, ajungînd pînă la cîteva sute de MHz.

c) *Timpul de răspuns* este intervalul de timp dintre aplicarea semnalului la intrarea voltmetrului și stabilirea indicației. El variază între 0,5 s și 1 s la voltmetrele de valori medii și de vîrf și ajunge la 2 s la voltmetrele de valori eficace datorită inerției termice.

d) *Influența zgomotului.* Se consideră două surse de zgomot: cel intern, generat de circuitele din interiorul aparatului și cel extern, care însoțește semnalul util. Zgomotul intern este proporțional cu banda voltmetrului și nu depinde de tipul de detecție utilizat.

În ceea ce privește măsurarea unor semnale în prezența zgomotului, voltmetrul de valori de vîrf dă erori considerabile întrucît vîrful semnalului de zgomot este imprevizibil.

8.2.4. VOLTMETRE CU EȘANTIONARE

Tehnica eșantionării se utilizează de cîțiva ani și pentru realizarea unor voltmetre de radio frecvență, ajungînd pînă la frecvențe de ordinul gigaherților.

Tehnica eșantionării se realizează în două moduri: eșantionarea de tip coherent și cea de tip incoherent.

În eșantionarea coherentă, reprezntată în figura 8.42 eșantioanele se iau la intervale regulate de timp. Ea se utilizează atunci cînd dorim ca forma semnalului să se păstreze. În cazul voltmetrelor, destinate să măsoare numai mărimea semnalului, este preferabilă eșantionarea incoherentă. În acest caz

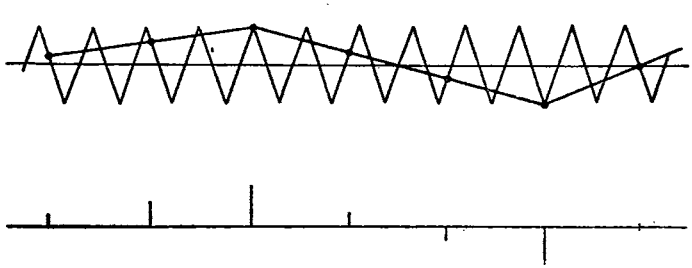


Fig. 8.42. Eșantionare coherentă.

eșantioanele se iau la intervale neregulate de timp (fig. 8.43) fără nici o legătură cu vreuna din frecvențele componente ale semnalului. Se iau un număr suficient de eșantioane, astfel ca informația referitoare la valoarea de vîrf, medie și efectivă a semnalului să fie corectă.

Eșantionarea incoherentă are o serie de avantaje față de cea coherentă: ea se poate aplica și semnalelor neperiodice, necesită o instalație mai simplă,

deci mai ieftină şi conferă instrumentului respectiv o bună sensibilitate, precizie şi o bandă largă de frecvenţe.

O metodă de a produce intervale de eşantionare neregulate, (şi necorelate cu frecvenţele semnalului) este de a modula în frecvenţă semnalul de

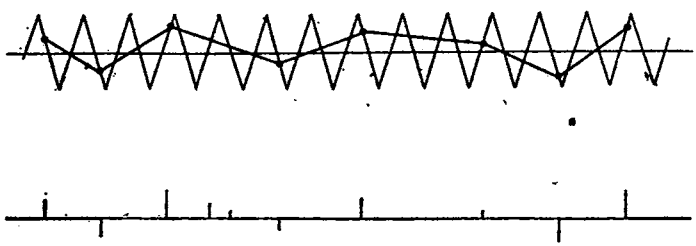


Fig. 8.43. Eşantionare incoherentă.

eşantionare de bază, cu ajutorul unui semnal triunghiular de joasă frecvenţă. Schema bloc a unui voltmetru cu eşantionare funcţionînd pe acest principiu se dă în figura 8.44.

În figura 8.45 se dă schema simplificată a voltmetrului vectorial Hewlett Packard Model 8405 A. El funcţionează pe principiul eşantionării coherente

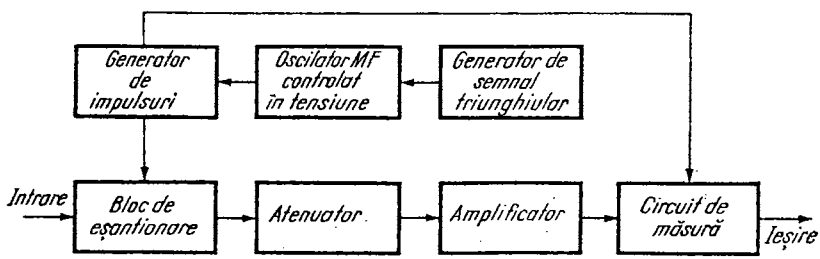


Fig. 8.44. Voltmetru cu eşantionare incoherentă — schema bloc simplificată.

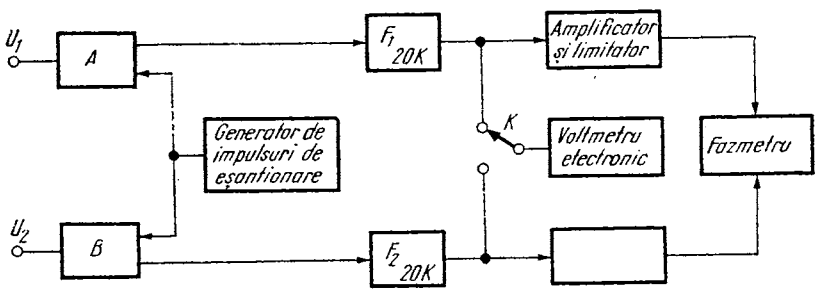


Fig. 8.45. Voltmetru vectorial — schema bloc simplificată.

şi permite măsurarea amplitudinii şi a diferenţei de fază dintre două semnale în domeniul 1 MH_z — 1 GH_z. Sensibilitatea sa este de 100 μv.

El se compune din blocurile de eşantionare *A* şi *B* care transformă semnalele de intrare în două semnale de aceeaşi amplitudine, avînd frecvenţa

fundamentală de 20 KHz și care se găsesc în aceeași relație de fază ca și semnalele de intrare. Aceste componente sînt extrase de filtrele F_1 și F_2 și apoi, prin comutarea manuală a comutatorului K, sînt măsurate succesiv cu ajutorul unui voltmetru electronic obișnuit. Aceleași semnale de 20 de KH$_z$,

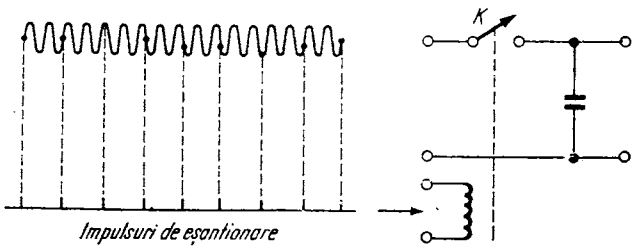


Fig. 8.46. Funcționarea blocului de eșantionare.

amplificate și limitate sînt aplicate fazmetrului F. Acesta este format dintr-un circuit basculant comandat de cele două semnale între care se măsoară defazajul. Circuitul basculant dă la ieșire un semnal dreptunghiular a cărui valoare medie — măsurată cu un instrument de curent continuu — este proporțională cu defazajul.

Blocul de eșantionare funcționează pe principiul încărcării unui condensator la valoarea de vîrf a tensiunii de intrare, în anumite intervale de timp comandate de comutatorul K (fig. 8.46). Întrucît condensatorul nu se poate descărca în intervalul dintre două eșantioane, tensiunea la bornele sale reproduce, la o altă scară a timpului, forma tensiunii de intrare (fig. 8.47). În cazul voltmetrului prezentat, comutatorul K este format dintr-o punte cu patru diode polarizate invers astfel încît să nu permită trecerea semnalului de intrare spre condensator. În momentul eșantionării (de ordinul milisecundelor), diodele sînt deblocate cu ajutorul impulsurilor sosite de la generatorul G, ceea ce permite trecerea semnalului spre condensator.

Fig. 8.47. Variația tensiunii la bornele capacitorului



8.3. MĂSURAREA CURENȚILOR

În funcție de natura curentului (continuu sau alternativ) precum și de domeniul de frecvență al curentului alternativ, există diferite sisteme de măsură, mergînd de la cele simple, cu aparat magnetoelectric, pînă la instalații complexe care asociază aparatului magnetoelectric diferite dispozitive electronice. Aceste sisteme prezintă performanțe specifice, în ceea ce privește sensibilitatea, precizia și rezistența internă.

8.3.1. AMPERMETRUL MAGNETOELECTRIC

Este format dintr-o bobină mobilă percursă de curentul de măsurat I şi dintr-un magnet permanent avînd o inducţie B. Cuplul activ care ia naştere prin interacţiunea dintre curent şi cîmpul de inducţie are expresia

$$C_a = BS\,n\,I$$

în care S este suprafaţa activă a bobinei şi n numărul de spire. Acest cuplu duce la rotirea bobinei ceea ce antrenează un ac indicator (*3*) în dreptul unei scări gradate. Cuplului activ i se opune un cuplu rezistent, proporţional cu unghiul de rotaţie α: $C_a = k\alpha$ în care factorul k este cuplul rezistent specific. La egalitatea acestor cupluri se obţine indicaţia de regim permanent:

$$\alpha = \frac{BSn}{k} I = KI.$$

Se observă că această indicaţie este proporţională cu curentul de măsurat. Factorul K este de natura unei sensibilităţi, indicînd numărul de diviziuni corespunzător unităţii de curent.

Aparatele magnetoelectrice nu dau nici o indicaţie în curent alternativ. Într-adevăr, dacă în bobină se introduce un curent $i = I \sin \omega t$, ia naştere un cuplu activ instantaneu:

$$c_a = BSni = BSn\,I \sin \omega t$$

care îşi schimbă sensul în timpul unei perioade.

Datorită inerţiei sistemului mobil, unghiul de deviaţie este determinat de valoarea medie a cuplului activ, care în acest caz este nulă:

$$C_{a\,med} = \frac{1}{T}\int_0^T c_a\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T B\,Sn\,I \sin \omega t\,dt = 0.$$

Sensibilitatea aparatului magnetoelectric este cu atît mai mare, cu cît cuplul rezistent specific, k, este mai mic. Există mai multe soluţii practice pentru crearea cuplului rezistent, ceea ce conduce la realizarea de aparate magnetoelectrice de sensibilităţi foarte diferite.

La aparatele destinate măsurării curenţilor de ordinul amperilor şi miliamperilor cuplul rezistent este dat de arcurile spirale (*5*) (fig. 8.48) care sînt astfel montate încît se opun mişcării de rotaţie: un capăt al arcului este fixat de axul de suspensie (*1*) şi celălalte pe suportul aparatului sau pe furca corectorului de zero (*6*).

Pentru măsurarea curenţilor continui foarte slabi, (10^{-11} A) se utilizează galvanometre magnetoelectrice care au o sensibilitate ridicată datorită următoarelor caracteristici:

— pentru reducerea cuplului rezistent şi evitarea frecărilor în lagăre a pivoţilor sistemului mobil, (2) suspensia bobinei se realizează pe bandă tensionată sau pe fir de torsiune. Cuplul rezistent este dat de răsucirea firului sau a benzii;

— pentru mărirea sensibilității se utilizează magneți de inducție ridicată și bobine cu număr mare de spire;

— dispozitivul indicator se realizează cu oglindă sau ac de umbră.

Din considerarea tuturor cuplurilor care acționează asupra sistemului mobil, rezultă că, atunci cînd aparatul lucrează pe o rezistență egală ca valoare

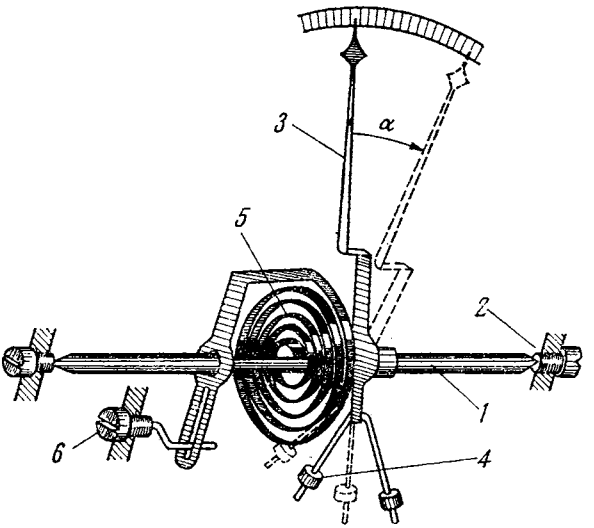


Fig. 8.48. Elementele componente ale aparatului magnetoelectric:
1 — ax; 2 — pivot conic, lagăr; 3 — sistem indicator; 4 — contragreutăți; 5 — arc spiral; 6 — corectorul de zero

cu rezistența sa critică, ia naștere o mișcare aperiodică critică, ce duce în timpul cel mai scurt la stabilirea indicației permanente, proporțională cu curentul de măsurat.

Mărind momentul de inerție al echipajului mobil prin adăogarea unor piese suplimentare, se obține funcționarea în regim balistic. În acest caz mișcarea este oscilatorie amortizată și se demonstrează că prima deviație este proporțională cu cantitatea de electricitate a impulsului de curent aplicat.

Erorile în funcționarea aparatelor magnetoelectrice se datoresc frecărilor în lagăre, etalonării imprecise sau asamblării defectuoase a sistemului mobil. Aceste erori pot fi reduse printr-o construcție îngrijită. Influența cîmpurilor magnetice exterioare este neglijabilă datorită inducției puternice a magnetului permanent. Aparatele magnetoelectrice pot avea o clasă de precizie bună, ajungînd pînă la 0,1. De asemenea ele pot avea o sensibilitate ridicată. Consumul de putere necesar funcționării este mic, de ordinul zecimilor de watt. Toate aceste calități fac ca aparatul magnetoelectric să aibă o largă utilizare ca aparat de laborator (galvanometru, ampermetru, voltmetru etc.). Ele au însă neajunsul că funcționează numai în curent continuu și că nu suportă supraîncărcări mari. În cazul unui curent prea ridicat, arcurile spirale

(care conduc acest curent spre bobină) se supraîncălzesc şi îşi modifică modulul de elasticitate. Extinderea domeniului de măsură se face cu ajutorul shuntului universal (fig. 8.49).

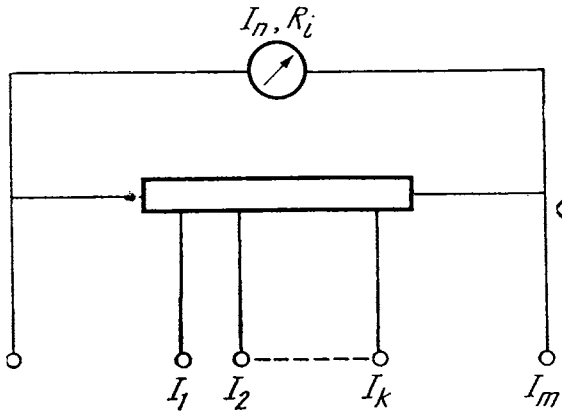


Fig. 8.49. Şuntul universal.

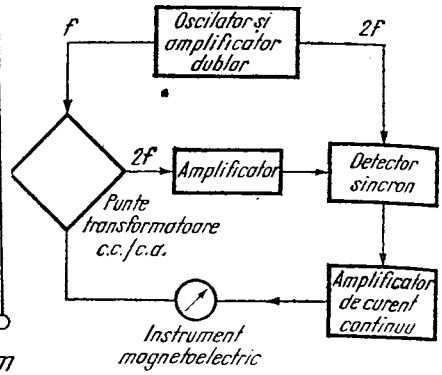


Fig. 8.50 Ampermetru de c.c. cu transformator cu flux comandat.

8.3.2. AMPERMETRUL DE C.C. CU TRANSFORMATOR CU FLUX COMANDAT

Principiul de funcţionare al aparatului se poate urmări pe schema bloc din figura 8.50. Curentul continuu de măsurat este transformat într-un semnal alternativ care se aplică unui amplificator de c.a. Urmează o detecţie a acestui semnal şi o nouă amplificare, de data aceasta în curent continuu. Ieşirea amplificatorului de curent continuu, proporţională cu curentul de măsurat, se aplică unui instrument magnetoelectric.

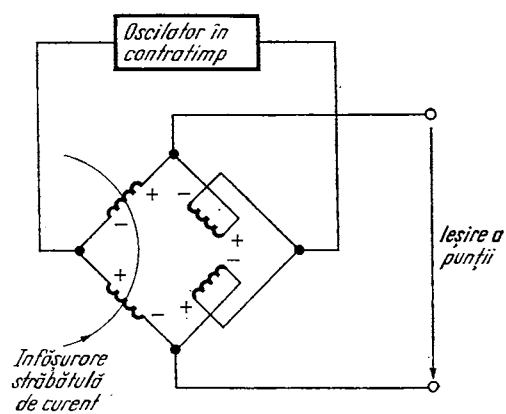


Fig. 8.51. Schema punţii transformatoare cc/ca.

Sistemul de transformare a curentului continuu în curent alternativ este realizat ca în figura 8.51 cu ajutorul unui transformator a cărui înfăşurare primară este formată dintr-o singură spiră prin care trece curentul de măsurat, iar secundarul are înfăşurările conectate în punte. Oscilatorul în contratimp care alimentează puntea cu un semnal alternativ de valoare ridicată, are rolul de a comanda periodic intrarea şi ieşirea din saturaţie a miezurilor înfăşurării. Aceasta determină variaţia de flux necesară pentru ca fluxul continuu (staţionar) dat de curentul continuu din primar,

să poată induce un semnal în secundar. Acest semnal are o frecvență dublă față de aceea a oscilatorului de comandă (de ordinul kiloherților) și o intensitate proporțională cu aceea a curentului continuu. Puntea este echilibrată pentru semnalul de comandă care astfel nu apare la ieșire. Amplificatorul de la ieșirea punții este acordat pe armonica a doua a oscilatorului. Detectorul este un detector sincron, comandat de amplificatorul dublor de frecvență de la ieșirea oscilatorului (fig. 8.50). Ieșirea detectorului sincron depinde, ca valoare și semn, de curentul continuu de măsurat.

Sistemul permite măsurarea unei game largi de curenți, variind între cîțiva zeci de microamperi și cîțiva zeci de amperi.

Erorile se datoresc neliniarităților circuitelor magnetice și amplificatorului precum și variației amplificării acestuia. Ele pot fi reduse prin utilizarea reacției negative.

De asemenea, magnetismul rezidual din conductori poate determina o indicație — parazită — de ordinul miliamperilor, de care trebuie de ținut seama în măsurări. Este indicat să se lucreze cu conductori neferoși și să se demagnetizeze transformatorul înainte de începerea măsurării.

Aparatul nu este sensibil la suprasarcini dar poate fi deteriorat de șocuri mecanice ce modifică forma circuitelor magnetice.

8.3.3. AMPERMETRE CU AMPLIFICATOR ȘI VOLTMETRU DE CURENT CONTINUU

Un voltmetru de c.c. cu amplificator poate servi la măsurarea curenților dacă se conectează aparatul în serie în circuit și se măsoară căderea de tensiune pe care curentul de măsurat o produce pe rezistența de intrare — cunoscută — a aparatului.

Există aparate de acest tip destinate special măsurării curentilor, iar altele, cu ajutorul unui comutator aflat pe panou, pot măsura fie tensiuni, fie curenți.

Variația sensibilității aparatului se face schimbînd fie valoarea atenuatorului de la intrare, fie valoarea reacției negative, deci a amplificării amplificatorului (fig. 8.52 și 8.53).

Datorită amplificării ridicate, aparatul poate măsura curenți de ordinul picoamperilor. Trecînd printr-o rezistență de intrare de ordinul sutelor de kiloohmi, un astfel de curent produce la intrarea aparatului o tensiune de cîțiva microvolți ce este amplificată și indicată de instrumentul de c.c. de la ieșire.

Rezistența de intrare nu se poate mări peste valoarea menționată datorită zgomotului de agitație termică pe care îl generează și care devine supărător la aceste semnale mici.

La tipurile comerciale de aparate funcționînd pe acest principiu, sensibilitatea este variată cu ajutorul unui set de rezistențe pe care utilizatorul

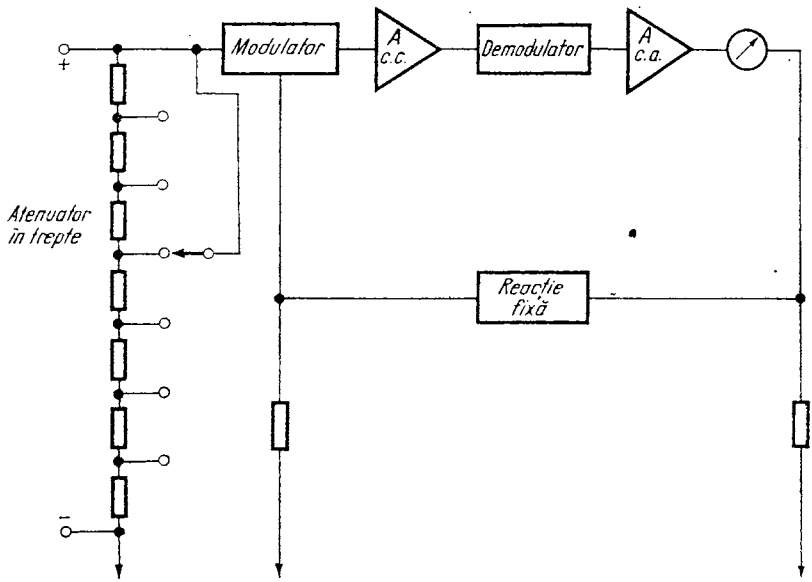


Fig. 8.52. Ampermetru cu atenuator de intrare în trepte.

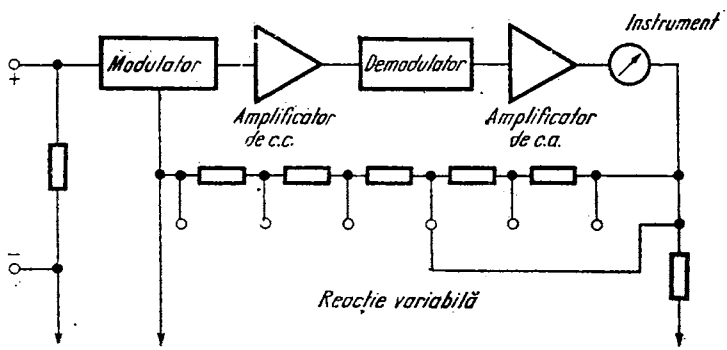


Fig. 8.53. Ampermetru cu reacţie variabilă în trepte.

le conectează la intrare. Se poate acoperi astfel un domeniu larg de valori ale curentului de măsurat (pA — μA — mA — A).

Precizia aparatului este de ordinul 2—3%.

8.3.4. AMPERMETRE PENTRU FRECVENŢA REŢELEI

Aparatul feromagnetic poate fi utilizat ca ampermetru atît în c.c. cît şi la frecvenţe pînă la 100 — 200 Hz deci în special la frecvenţe de 50 Hz.

Principiul de funcţionare constă în interacţiunea dintre cîmpul magnetic al unei bobine fixe parcursă de curentul de măsurat şi una sau mai multe

piese mobile din material feromagnetic. Constructiv, acest principiu se realizează în două variante:

— aparatul feromagnetic cu atracție (fig. 8.54) este format dintr-o bobină 1 în care poate pătrunde o piesă de fier moale 2. Sub acțiunea cîmpului mag-

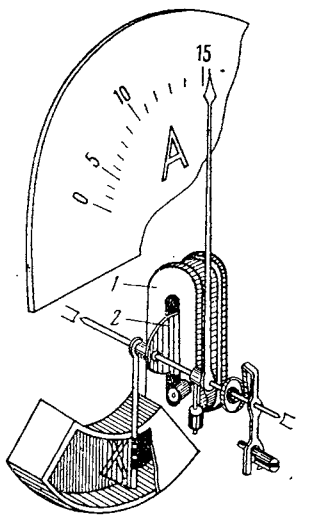


Fig. 8.54. Aparatul feromagnetic cu atracție.

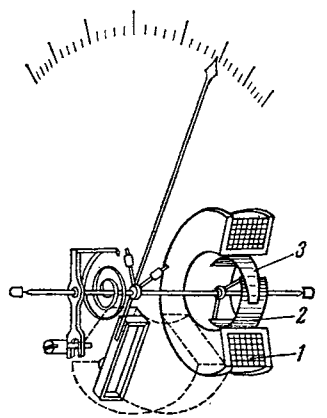


Fig. 8.55. Aparatul feromagnetic cu repulsie.

netic creat de curentul din bobină, piesa de fier moale se magnetizează și este atrasă în interiorul bobinei;

— aparatul feromagnetic cu repulsie (fig. 8.55) este format dintr-o bobină rotundă 1 în interiorul căreia se găsesc două piese de fier moale, una fixă 2 și alta mobilă 3. Acestea se magnetizează în același sens, fiind plasate în același cîmp magnetic și în consecință se resping, ceea ce determină deplasarea piesei mobile.

În ambele cazuri, mișcarea piesei în interiorul bobinei, determină o variație a inductanței L a acesteia și deci a energiei potențiale a cîmpului, $W_e = \frac{1}{2} I^2$. Cuplul activ, egal cu variația acestei energii va avea expreisia

$$C_a = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha}.$$

Cuplul rezistent este dat de arcurile spirale: $C_r = k\alpha$. La egalitatea lor se obține indicația finală. Dacă forma pieselor feromagnetice este astfel aleasă încît $\frac{dL}{d\alpha} = \text{ct}$, atunci $\alpha = KI^2$ și scara aparatului este pătratică. Practic, forma pieselor feromagnetice se alege astfel încît să se uniformizeze gradațiile scalei.

Aparatul funcționează și în curent alternativ, dînd indicații proporționale cu pătratul valorii efective.

Erorile aparatelor feromagnetice se datoresc în curent continuu histerezisului magnetic al piesei mobile iar în curent alternativ curenților turbionari induși în piesele metalice mobile. Pentru a reduce aceste erori se utilizează materiale magnetice cu inducție remanentă mică și piese mobile de dimensiuni reduse și carcase din material plastic.

În concluzie, aparatele feromagnetice sînt aparate simple și sigure, putînd suporta curenți intenși de ordinul sutelor de amperi. Ele consumă o putere relativ mare, de ordinul waților iar clasa de precizie nu e mai bună de 1,5—2,5

8.3.5. AMPERMETRU CU REDRESOARE

Prin asocierea unui aparat magnetoelectric cu unul sau mai multe elemente redresoare se obține un aparat care funcționează în curent alternativ și posedă în același timp calitățile aparatelor magneto-electrice: sensibilitate și precizie ridicate, consum de putere redus.

Folosind ca redresoare diode obișnuite cu germaniu, aparatul funcționează cu o eroare de ordinul $\pm 3\%$ pînă la frecvențe de ordinul zecilor de kiloherți. Cu diode speciale de înaltă frecvență, funcționarea poate ajunge pînă la zeci sau chiar sute de megaherți.

În general se utilizează schema de redresare dublă alternanță de tipul celor reprezentate în figura 8.28. Curentul prin aparatul de măsură are în acest caz forma din figura 8.29. Aceasta este și forma cuplului activ instantaneu care ia naștere în aparat. În curent sinusoidal, datorită proporționalității directe care există între valorile maxime, medii și efective ale semnalului, aparatul se poate etalona în valori efective.

Cauzele de eroare ale aparatelor cu redresor sînt pe de o parte îmbătrînirea celulei, ceea ce duce la alterarea rezistenței ei interne, și pe de altă parte influența formei și frecvenței semnalului asupra indicației.

În cazul în care tensiunea aplicată nu este pur sinusoidală, apare o diferență între indicația aparatului și valoarea efectivă reală. Indicația aparatului depinde deci de proporția și rangul armonicilor. Pe de altă parte, datorită neliniarității caracteristicii curent-tensiune a elementului redresor, scara aparatului nu este liniară, indicațiile fiind mai dese la începutul scalei. Această neliniaritate fiind foarte accentuată pentru semnale mici fig. 8.37, în această regiune caracteristica poate fi considerată pătratică. În acest caz indicațiile sînt proporționale cu pătratul tensiunii aplicate și aparatul poate fi etalonat în valori, efective, indicațiile sale nemai depinzînd de forma semnalului aplicat. De aceea la aceste aparate se observă în general două tipuri de gradații pe scală: pentru valori medii și mari și pentru valori mici.

Cînd frecvența semnalului crește, elementul redresor începe să prezinte o capacitate parazită în paralel, care anihilează efectul de redresare. Eroarea crește cu 1% pentru fiecare kilohertz la frecvențe cuprinse între 10 și 50 kHz. S-au realizat scheme RC de compensare a acestui efect; o altă ameliorare o constituie utilizarea elementelor redresoare din germaniu și carbură de siliciu avînd constante de timp de comutație de ordinul cîtorva microsecunde.

Asocierea șunturilor și rezistențelor adiționale pentru realizarea aparatului universal se face conform schemelor din figurile 8.56 *a* și *b*; acestea se confecționează din materiale cu coeficienți de temperatură de semne contrarii pentru a se compensa reciproc (de ex. manganin și cupru).

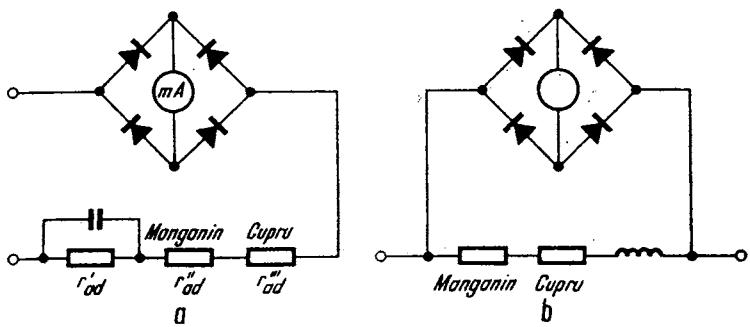


Fig. 8.56. Aparatul universal:
a — rezistențe adiționale; *b* — șunturi.

În concluzie aparatele cu redresor se caracterizează printr-o sensibilitate ridicată, un consum redus de putere, dar și prin dependența indicațiilor de forma și frecvența semnalului aplicat.

8.3.6. AMPERMETRU CU TERMOCUPLU

Termocuplul este aparatul standard pentru măsurarea curenților de radiofrecvență. El măsoară valoarea efectivă a curentului, independent de forma și de frecvența acestuia; are o funcționare corectă pînă la frecvențe înalte, de ordinul sutelor de megahertzi.

Principiul de funcționare este următorul: curentul electric de măsurat este trecut printr-o rezistență care se încălzește prin efect Joule; energia calorică astfel dezvoltată este transformată apoi în energie electrică de curent continuu prin efect Seebeck, încălzindu-se o sudură între două metale diferite. Curentul continuu astfel generat este măsurat de un aparat cu magnet permanent și bobină mobilă, a cărui indicație servește drept măsură pentru curentul introdus în rezistența circuitului primar. Deoarece în efectul Seebeck intervine numai temperatura celor două suduri ale metalelor în contact, una fiind constantă (temperatura mediului ambiant), iar cealaltă fiind funcție numai de căldura dezvoltată prin efect Joule, indicația aparatului depinde numai de curentul care parcurge rezistența încălzitoare. Deoarece, pe de altă parte, căldura dezvoltată prin efect Joule nu depinde de frecvența curentului și nici de forma acestuia, ci numai de valoarea sa efectivă, presupunînd că rezistența are o valoare constantă, și indicația aparatului de curent continuu va depinde tot numai de valoarea efectivă a curentului de măsurat.

În tabelul 8.2 se indică valorile tensiunii electromotoare care se dezvoltă la cîteva termocupluri uzuale, pentru diferite valori ale temperaturii *t*.

Tabela 8.2 **T.e.m. care se dezvoltă în cîteva termocupluri uzuale, pentru diferite valori ale diferenţei de temperatură dintre suduri**

Termocuplul	T.e.m. dezvoltată în mV			
	1 = 100° C	500° C	1 000° C	1 500° C
Cupru-constantan	4,1	26,3	—	—
Argint-platină	0,72	6,26	—	—
Nichel-platină	1,5	5,55	9,59	—
Platină-platinoiridiu (5%)	0,55	3,22	6,79	10,5

Randamentul aparatelor cu termocuplu, adică raportul dintre energia utilă din circuitul de curent continuu şi energia din circuitul de intrare este foarte mic, de ordinul a 0,1%. Valoarea randamentului nu are însă o importanţă prea mare, mult mai importantă fiind problema utilizării unui termocuplu cu un aparat de măsurat cît mai adecvat. Deoarece termocuplurile se caracterizează printr-o anumită tensiune electromotoare, care depinde de temperatură, deci de curentul de măsurat, fiecare termocuplu trebuie utilizat cu un anumit aparat, avînd sensibilitatea şi rezistenţa internă identice cu acelea ale aparatului cu care a fost etalonat. Aparatul, care este un miliampermetru, trebuie să aibă o construcţie specială, avînd rezistenţa internă cît mai mică în general de ordinul ohmilor.

În figura 8.57 *a* şi *b*, se prezintă diferite moduri de realizare a termocuplurilor. Se deosebesc: termocupluri cu încălzire directă şi termocupluri cu încălzire indirectă.

Termocuplurile cu încălzire directă, a căror schemă echivalentă se prezintă în figura 8.57 *a*, prezintă avantajul că firul încălzitor este diferit de termocuplul propriu-zis, astfel încît poate fi confecţionat dintr-un material de mare rezistivitate. Acest tip de termocuplu prezintă dezavantajul că nu poate fi etalonat în curent continuu.

După cum se observă în figură, o parte din curentul de etalonare se închide prin aparatul de măsurat, determinînd ca, pentru curenţi de etalonare egali dar de sensuri contrare să se obţină indicaţii diferite, curentul de etalonare adunîndu-se sau scăzîndu-se la curentul produs de tensiunea electromotoare din circuit. La acest efect se adaugă efectul Peltier, care determină ca sudura

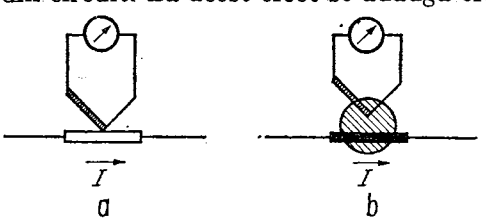


Fig. 8.57. Moduri de realizare a termocuplurilor:
a — cu încălzire directă; *b* — cu încălzire indirectă.

să se încălzească sau să se răcească, în funcţie de sensul în care o parcurge curentul.

Această eroare poate fi evitată, prin etalonarea la frecvenţa reţelei; în acest caz, curentul schimbîndu-şi sensul în cursul a două alternanţe succesive, efectele sînt contrare şi se compensează.

Termocuplurile cu încălzire indirectă (fig. 8.57, *b*.) nu prezintă acest fenomen, deoarece între circuitul secundar şi cel de încălzire nu există nici o legă-

tură galvanică, între acestea fiind dispusă o perlă dintr-un material izolant. Rolul perlei este de a menține sistemul rigid și totodată de a concentra căldura termocuplului, mărind astfel sensibilitatea acestuia.

La termocuplurile cu încălzire indirectă (care sînt, astăzi, cele mai răspîndite) se iau precauții speciale, în vederea compensării efectului inductanței și al capacității parazite pe care le prezintă firul încălzitor, astfel încît acesta să fie pur rezistiv. Conexiunile se dispun paralel, pentru a se prezenta ca un fider terminat pe rezistența sa caracteristică (rezistența firului încălzitor), și, deci, la extremitatea sa să se simtă tot o rezistență egală cu aceea a firului încălzitor, curentul de măsurat fiind, astfel, egal cu curentul din firul încălzitor. Pentru a se mări sensibilitatea termocuplurilor, trebuie evitate toate pierderile de căldură. Dintre acestea cele mai importante sînt cele prin conducție, care se elimină dispunîndu-se termocuplul într-un balon în care s-a făcut vid (de obicei, de ordinul a 10^{-1}—10^{-2} N/m^{-2}). La termocuplurile cu încăzire indirectă, se obișnuiește a se introduce în balon hidrogen sub presiunea de 10 N/m^2, pentru a se micșora inerția termică a aparatului. Pentru a se reduce la minimum dependența dintre temperatura firului încălzitor și condițiile exterioare, balonul de sticlă — în care este termocuplul — se dispune într-o cutie dintr-un material izolant termic și umplută cu vată de sticlă.

La aparatele cu termocuplu, firul încălzitor are o mare rezistivitate. Materialul din care este confecționat nu este magnetic pentru ca efectul pelicular să fie cît mai puțin pronunțat. Materialele obișnuite din care se fac firele încălzitoare sînt: constantanul, cromnichelul, platin-cromelul.

Energia absorbită de firul încălzitor variază de la un aparat la altul. La aparatele care lucrează în gama 1—100 mA, puterea absorbită variază între 1 și 10 mW, iar la cele care lucrează în gama 10—100 mA, puterea absorbită variază între 0,1 și 10 mW. În general, la aparatele destinate măsurării curenților mai mari, puterea absorbită este relativ mai mare, aceste termocupluri nelucrînd în vid, pentru ca firul încălzitor să poată disipa puterea absorbită. Cu acest tip de aparat se pot măsura curenți între cîțiva miliamperi și cîțiva zeci de amperi.

După cum s-a arătat anterior, aparatele utilizate trebuie să aibă o rezistență internă cît mai mică, între ohmi și sute de ohmi. Precizia etalonării ajunge azi la 0,05% la 1 MHz și 0,5% la 50 MHz.

Principalele cauze ale erorilor care intervin sînt efectul pelicular și impedanțele parazite.

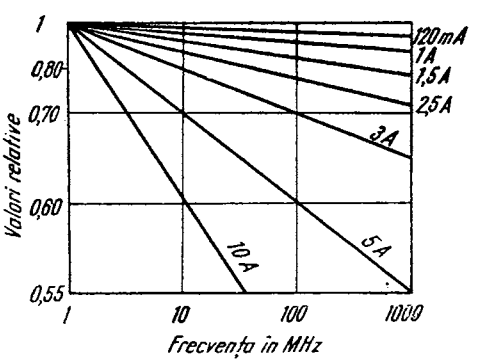


Fig. 8.58. Variația erorilor datorate efectului pelicular cu frecvența.

Efectul pelicular se manifestă prin aceea că, în cazul în care frecvența crește, distribuția curentului nu mai este uniformă. Curbe tipice de erori se dau în figura 8.58.

8.3.7. AMPERMETRE BAZATE PE EFECTUL HALL

Principiul efectului Hall este reprezentat schematic în figura 8.59. Dacă unui material semiconductor sau conductor parcurs de curentul I, i se aplică un cîmp magnetic B, perpendicular pe acesta, atunci ia naştere o tensiune V_H între feţele aflate pe o direcţie perpendiculară atît pe B cît şi pe I. Această tensiune depinde liniar atît de B cît şi de I:

$$V_H = kIB$$

în care k depinde de natura materialului şi de dimensiunile plăcii.

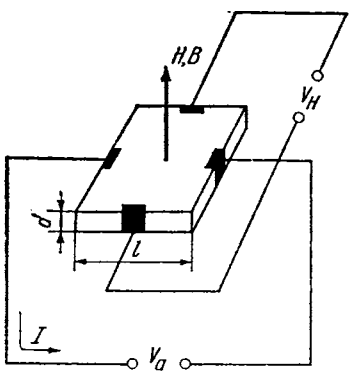


Fig. 8.59. Ilustrarea efectului Hall.

O schemă de miliampermetru ce utilizează efectul Hall se dă în figura 8.60. Generatorul Hall este montat în miezul transformatorului unde va suferi influenţa fluxului dat de curentul din primar (de măsurat). Schema adoptată permite măsurarea unei game largi de curenţi, pînă la cîţiva amperi, fără a satura miezul. Într-adevăr curentul continuu de la ieşirea amplificatorului A_1 trece prin înfăşurarea secundară şi provoacă un flux de sens opus celui dat de înfăşurarea primară. Semnalul dezvoltat pe R_2 este amplificat de A_2 şi dus la ieşire la un osciloscop sau voltmetru.

Sensibilitatea aparatului este de ordinul zecilor de milivolţi pe miliamper.

Banda de fracvenţe, foarte largă, se întinde de la 0 Hz la cîteva sute de MHz.

Generatorul Hall este sensibil la temperatură; de aceea se prevăd scheme de compensare pentru minimalizarea acesteia influenţe.

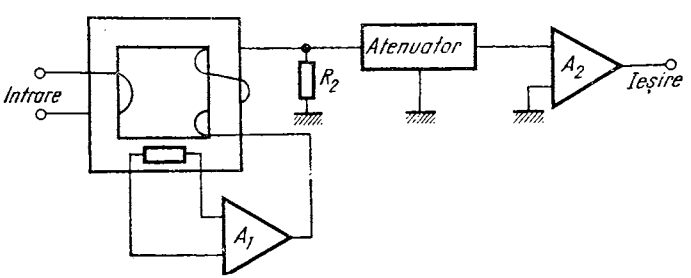


Fig. 8.60. Miliampermetru bazat pe efectul Hall.

Aparatul are posibilitatea de a demagnetiza miezul la încetarea curentului continuu de măsurat.

Precizia aparatului este de 5—10%.

8.4. MULTIMETRE

Multimetrele se caracterizează prin posibilitatea măsurării cu același aparat, a mai multor mărimi. Acestea sînt în majoritatea cazurilor, tensiunile și curenții continui și alternativi, precum și rezistențele. Unele multimetre permit deasemenea, măsurarea capacităților, a frecvențelor, a perioadelor, și a timpului.

Avantajul multimetrelor constă în faptul că sînt mai economice și mai versatile, concentrînd funcțiile a patru aparate diferite. De aceea, utilizarea lor este în continuă creștere. Ca și celelalte aparate de măsură, multimetrele sînt de două tipuri, analogice și numerice.

8.4.1. MĂSURAREA TENSIUNILOR CONTINUE

Se utilizează aceleași principii ca și la voltmetrele de curent continuu.

Cele mai simple multimetre analogice, folosesc un instrument magnetoelectric asociat cu diferite rezistențe în serie, pentru a avea diferite domenii de sensibilitate. Prin asocierea acestui instrument cu un amplificator de curent continuu, se obțin multimetre cu performanțe mai bune din punct de vedere a rezistenței de intrare și a sensibilității.

Multimetrele numerice utilizează atît conversia tensiune-timp (cu tensiune de referință liniar crescătoare) cît și tehnica aproximării (succesive sau în trepte) a tensiunii necunoscute. Ambele tipuri de măsurări sînt afectate de zgomotul suprapus semnalului.

8.4.2. MĂSURAREA TENSIUNILOR ALTERNATIVE

Se transformă mai întîi tensiunea alternativă într-o tensiune continuă, care se măsoară apoi prin una din metodele descrise în paragraful precedent. Întrucît interesează valoarea efectivă a tensiunii alternative, ar fi de dorit ca metoda de conversie c.a./c.c. să permită obținerea directă a acestei valori (termocuplul sau circuite cu caracteristică pătratică). Totuși, datorită faptului că aceste tipuri de conversii sînt mai scumpe, în multimetre se utilizează cu precădere detecția de valori medii sau de vîrf, ținînd seama pentru etalonarea scalei în valori efective, de proporționalitatea care există în regim sinusoidal între aceste mărimi.

În ceea ce privește domeniul de frecvențe, multimetrele nu pot funcționa la frecvențe tot atît de înalte ca și voltmetrele specializate de același tip, datorită faptului că firele de conexiuni interne ale aparatului sînt mai lungi și prezintă capacități parazite mai mari față de masă.

8.4.3. MĂSURAREA REZISTENȚELOR

Se efectuează cu multimetre pe baza relației ce leagă tensiunea la bornele rezistenței de curentul prin rezistență. Există deci, din acest punct de vedere, două variante posibile: fie se aplică rezistenței o tensiune cunoscută și se

măsoară curentul rezultant, fie i se aplică un curent cunoscut şi se măsoară tensiunea ce rezultă. În ambele cazuri, scala aparatului se poate etalona în ohmi.

În ceea ce priveşte precizia de măsură, se deosebesc două metode: cu două şi cu patru borne.

Multimetrele mai puţin pretenţioase utilizează aceleaşi două borne, atît pentru curent cît şi pentru tensiune. În consecinţă, măsurarea tensiunii



Fig. 8.61. Măsurarea rezistenţelor mici prin tehnica celor patru borne.

va fi afectată de căderile de tensiune pe firele de legătură, ceea ce va duce la erori, în special în cazul măsurării rezistenţelor mici. La acest tip de multimetru, erorile variază între 0,3 şi 10%.

Multimetrele mai perfecţionate utilizează tehnica celor patru borne (fig. 8.61). Curentul este aplicat la bornele notate $I-I'$, iar tensiunea ce apare la bornele rezistenţei este măsurată la bornele $U-U'$, ceea ce permite măsurarea riguroasă a căderii de tensiune de la bornele sale. Precizia măsurării în acest caz este cuprinsă între 0,01% şi 1%.

Multimetrele pot măsura rezistenţe cuprinse între cîţiva ohmi şi cîţiva megohmi.

8.4.4. MĂSURAREA CURENTULUI CONTINUU ŞI ALTERNATIV

În multimetrele simple, de tip analogic, măsurarea curentului continu se face cu ajutorul aparatului magnetoelectric, asociat cu diferite şunturi.

O altă posibilitate, utilizată în special în multimetrele numerice, constă în a trece curentul prin o rezistenţă etalon şi a măsura căderea de tensiune continuă ce rezultă.

Domeniul uzual de valori se încadrează între 200 de microamperi şi 2 amperi.

Măsurarea curenţilor alternativi este mai dificilă, din cauza necesităţii care apare de a lucra fără punct de masă, prin introducerea rezistenţei etalon în serie în circuit. Dacă în curent continu lucrul acesta era mai uşor de realizat, în curent alternativ apar dificultăţi din cauza circuitelor de detecţie. De aceea, multimetrele simple nu au posibilitatea măsurării curentului alternativ.

BIBLIOGRAFIE

1. C. Coombs, *Basic Electronic Instrumentation Handbook*, McGraw Hill, 1972.
2. A. B. Wirtz, *Digital Multimeters*, Electronic Instrumentation, August, 1969.
3. B. M. Oliver, J. M. Cage, *Electronic Measurement and Instrumentation*, McGraw Hill, 1971.
4. P. Manolescu, *Măsurări electronice industriale*, Editura tehnică Bucureşti 1966.
5. I. Bătrîna, P. Dimo, I. Sipoş, *Aparate de măsurat şi măsurări numerice*, Editura tehnică Bucureşti, 1967.

9.

Măsurarea puterii

Metodele de măsurare a puterii se împart în mai multe categorii, în funcție de frecvența și forma semnalului, de tipul sarcinii, de mărimea puterii și de precizia urmărită.

9.1. MĂSURAREA PUTERII ÎN CURENT CONTINUU

Măsurarea se bazează pe expresia puterii consumate într-o sarcină rezistivă R, parcursă de curentul I și având la borne tensiunea U.

$$P = U \cdot I = \frac{U^2}{R} = R I^2.$$

În cazul în care rezistența de sarcină R este necunoscută, se utilizează metoda voltmetru-ampermetru, într-una din variantele amonte sau aval. În fiecare caz, măsurarea este afectată de o eroare de metodă, egală cu R_A/R în montajul amonte și R/R_V în montajul aval, R_A și R_V fiind rezistențele proprii ale instrumentelor de măsură.

În cazul în care rezistența R are o valoare constantă și cunoscută, se măsoară fie tensiunea U, fie curentul I cu ajutorul unor instrumente de curent continuu.

O altă posibilitate de măsurare a puterii în curent continuu o oferă wattmetrul electrodinamic.

Wattmetrul electrodinamic este format din două bobine, dintre care una fixă, montată în serie cu sarcina și cealaltă mobilă, montată în paralel pe sarcină (fig. 9.1, 9.2). Cuplul activ care determină rotația bobinei mobile și deci a acului indicator are expresia:

$$C_a = k I_1 I_2$$

în care I_1 și I_2 sînt curenții ce parcurg cele două bobine. Întrucît în cazul montajului menționat, $I_1 = I$ și $I_2 = U/R_V$, unde R_V este rezistența proprie a bobinei de tensiune a wattmetrului, cuplul activ devine proporțional cu puterea consumată în rezistența R:

$$C_a = k_1 I \frac{U}{R_v} = k_2 P.$$

Cuplul rezistent dat de arcurile spirale are expresia:

$$C_r = k_3\alpha$$

unde α este unghiul cu care s-a rotit acul indicator, sau numărul de diviziuni corespunzătoare de pe scala aparatului. Din egalitatea celor două cupluri rezultă indicația finală:

$$\alpha = K\,P.$$

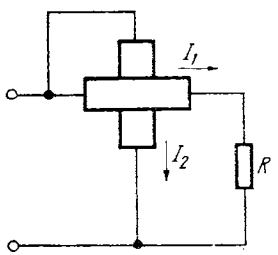


Fig. 9.1. Wattmetrul electrodinamic — montaj amonte.

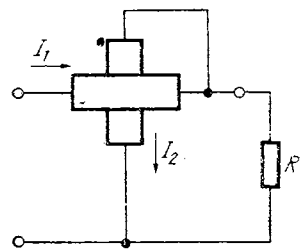


Fig. 9.2. Wattmetrul electrodinamic — montaj aval.

După modul cum se conectează bobina de tensiune — în amonte sau în aval față de sarcină — măsurarea este afectată de erorile de metodă menționate mai sus, R_A și R_V fiind în acest caz rezistențele bobinelor de curent, respectiv de tensiune.

9.2. MĂSURAREA PUTERII ÎN CURENT ALTERNATIV

Puterea instantanee are expresia

$$p = u \cdot i$$

în care u și i sînt valorile instantanee ale tensiunii, respectiv curentului prin sarcină.

În cazul semnalelor periodice de perioadă T, puterea medie (activă) are expresia:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T u \cdot i\,\mathrm{d}t.$$

În cazul semnalelor sinusoidale de forma

$$u = \sqrt{2}\,U_{ef}\sin\omega t$$

$$i = \sqrt{2}\,I_{ef}\sin(\omega t - \varphi)$$

integrala de mai sus conduce la expresia puterii medii active:

$$P = U_{ef}I_{ef}\cos\varphi$$

în care φ este defazajul dintre tensiune și curent în sarcină complexă.

Măsurarea puterii la frecvență industrială (50 Hz) se efectuează cu ajutorul wattmetrului electrodinamic montat ca și în cazul precedent, cu bobina

de curent în serie cu sarcina complexă Z, iar cu cea de tensiune în paralel. Cuplul mediu care ia naștere în aparat are expresia:

$$C_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T I_1 \sin \omega t \cdot I_2 \sin(\omega t - \varphi)dt = k I_1 I_2 \cos \varphi$$

în care i_1 și i_2 sînt curenții prin cele două bobine iar φ defazajul dintre acești curenți. Dacă $I_1 = I$ și $I_2 = \frac{U}{Z_v}$ și dacă se consideră că bobinele nu introduc defazaje suplimentare, atunci φ reprezintă chiar defazajul dintre tensiunea și curentul prin sarcina Z, iar indicația α a wattmetrului este proporțională cu puterea medie activă:

$$\alpha = K I_{ef} U_{ef} \cos \varphi = KP.$$

Wattmetrele electrodinamice pot măsura puteri cuprinse între cîțiva wați și cîțiva kilowați, la frecvențe pînă la cîteva sute de herți. Precizia acestor aparate variază între 0,5 și 3%.

Măsurarea puterii în audio și radiofrecvență se face prin diverse metode, în funcție de domeniul de frecvențe și de mărimea puterii.

Wattmetrul de ieșire se bazează pe măsurarea tensiunii la bornele unei rezistențe fixe, care constituie sarcina pentru sursa a cărei putere se măsoară. Puterea consumată de sarcină este

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R}.$$

Rezistența R fiind constantă, scala voltmetrului poate fi etalonată direct în wați, fiind o scală pătratică.

Simplitatea acestui aparat este contrabalansată de următoarele dezavantaje

— prezintă o singură impedanță de intrare, fixă, deci nu poate fi utilizat pentru orice sarcină;

— prezintă o singură sensibilitate, deci nu poate măsura puteri de diferite niveluri.

Una dintre metodele folosite în practică pentru a varia sensibilitatea wattmetrului, constă în introducerea între sursă și ansamblul rezistență-voltmetru, a unui atenuator în trepte (fig. 9.3). Dacă atenuatorul este proiectat în mod corect, impedanța de intrare rămîne mereu aceeași.

O altă metodă constă în utilizarea montajului prezentat în figura 9.4.

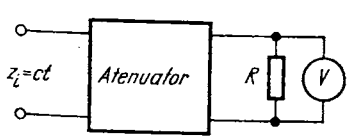


Fig. 9.3. Wattmetru de ieșire cu atenuator de intrare.

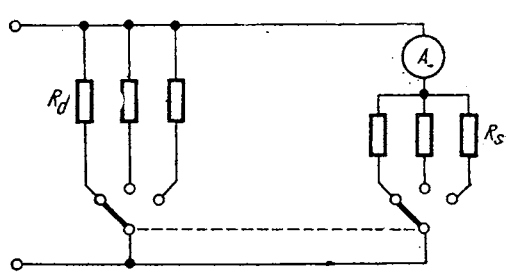


Fig. 9.4. Wattmetru de ieșire cu sensibilitate variabilă.

În acest caz pot fi variate cele două rezistențe R_s și R_d, astfel încît rezistența de intrare să rămînă constantă, curentului maxim care circulă prin aparat menținîndu-și aceeași valoare I_a (curentul nominal al aparatului).

Pentru a obține și diferite impedanțe de intrare, pot fi folosite transformatoare.

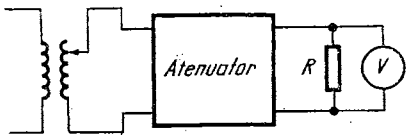


Fig. 9.5. Wattmetru de ieșire cu impedanță de intrare și sensibilitate variabilă.

Dacă se notează cu Z_1 impedanța de intrare ($Z_1 = U_1/I_1$), cu Z_2 — impedanța de sarcină ($Z_2 = U_2/I_2$) și cu n — raportul de transformare ($n = U_2/U_1 = I_1/I_2$), se poate scrie (în cazul transformatorului ideal):

$$Z_1 = \frac{1}{n^2} Z_2.$$

Deci, prin variația raportului de transformare variază și impedanța la bornele de intrare ale circuitului primar al transformatorului. Dispunîndu-se, deci, un transformator cu prize la intrarea unui wattmetru de ieșire (fig. 9.5), se obține un wattmetru de ieșire cu sensibilitate și impedanță de intrare variabile. Cu un astfel de wattmetru poate fi determinată cu ușurință rezistență optimă de sarcină a unei surse, de exemplu a generatoarelor sau a amplificatoarelor.

Montajul utilizat este cel prezentat în figura 9.6. Se procedează astfel: se variază rezistența de intrare a wattmetrului de ieșire pînă cînd indicația acestuia este cea maximă (fig. 9.7); în acest moment, rezistența de intrare R_i a wattmetrului este egală cu rezistența optimă R_s a sursei.

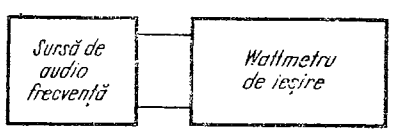


Fig. 9.6. Determinarea rezistenței optime de sarcină a amplificatoarelor.

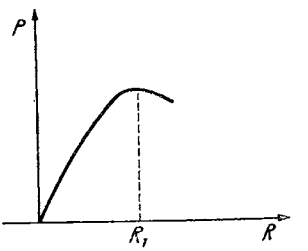


Fig. 9.7. Variația puterii în funcție de sarcină.

În locul transformatorului de adaptare a impedanțelor se pot utiliza și cuadripoli rezistivi de adaptare. Astfel, o rețea formată din două rezistențe, dintre care una R_2 este conectată în paralel pe rezistența R, iar cealaltă R_1 — în serie cu grupul RR_2 (fig. 9.8, *a*) modifică rezistența de intrare, care poate lua orice valoare, dacă rezistențele R_1 și R_2 se aleg în mod convenabil.

Un cuardripol rezistiv în II (fig. 9.8, *b*) poate fi astfel calculat, încît impedanța de intrare și atenuare introdusă să aibă anumite valori date. Dacă se proiectează convenabil o serie de cuadripoli, poate fi realizat un wattmetru de ieșire la care impedanța de intrare să varieze, iar atenuarea introdusă de

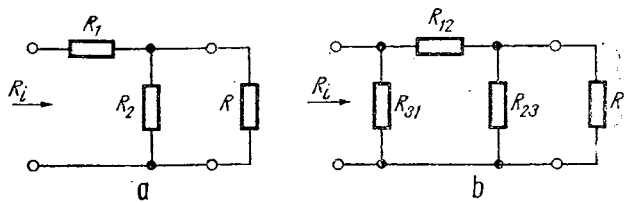


Fig. 9.8. Cvadripoli rezistivi de adaptare:
a — în Γ; *b* — în Π.

cuadripol să rămînă constantă, realizîndu-se astfel un wattmetru cu o singură sensibilitate și cu mai multe impedanțe de intrare. Dacă înaintea aparatului de măsurat se introduce în serie un al doilea atenuator în trepte, poate fi variată și sensibilitatea aparatului.

Acest tip de wattmetru prezintă avantaje față de tipul cu transformator, deoarece utilizează numai elemente liniare (rezistoare) care se comportă bine într-o bandă de frecvențe mare și care, de asemenea, nu introduc defazaje apreciabile la cele două capete ale benzii de frecvențe. Trebuie menționat și faptul că, în acest caz, puterea măsurată este limitată de puterea de disipație a rezistoarelor și nu de suprasolicitarea transformatorului, astfel încît pe durate mici, acest tip de wattmetru suportă solicitări de cîteva ori mai mari decît cele nominale.

Tipuri industriale de wattmetre de ieșire. Wattmetru indicator. În figura 9.9 se prezintă un wattmetru indicator. Acesta constă dintr-un voltmetru de c.c. cu elemente redresoare precedat de un atenuator în Γ care permite obținerea unei sensibilități variabile și a unei impendanțe de intrare constante de 20 000 Ω cu o variație de ± 2%.

Aparatul este, în fond, un voltmetru de curent alternativ, care măsoară tensiuni între 0,5 și 200 V, pe șapte scări

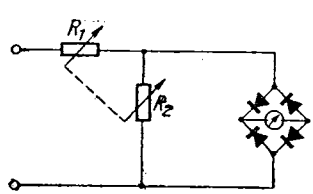


Fig. 9.9. Wattmetru indicator

În cazul în care nu se utilizează transformatoare, domeniul de frecvențe al aparatului este determinat de ansamblul rezistențelor care formează sarcina și de instrumentul de măsură. Se pot realiza rezistențe compensate care să prezinte o valoare constantă pînă la frecvențe de ordinul gigaherților. Pe de altă parte, măsurarea tensiunii se poate efectua în mod curent pînă la 10^6 Hz iar cu precauții speciale pînă la 10^9 Hz.

Limitele maxime și minime ale puterii ce poate fi măsurată, depind pe de o parte de disipația rezistenței de sarcină și de tensiune maximă măsurabilă de către voltmetru și pe de altă parte de sensibilitatea voltmetrului în ceea ce privește puterea minimă.

Precizia aparatului este de ordinul $\pm$ 5%, erorile fiind datorate impreciziei instrumentului de măsură și sistemului de detecție a semnalului. Erorile cresc considerabil în cazul semnalelor modulate sau a trenurilor de unde. În acest scop s-au construit wattmetre de ieșire a căror voltmetru măsoară valoarea de vîrf a undei, și nu cea medie.

Wattmetrul de ieșire. Aparatul permite să se traseze caracteristica puterii utile în funcție de sarcină. Wattmetrul își găsește o largă aplicare la încercarea receptoarelor. El este format dintr-un wattmetru indicator (cu sensibilitate variabilă), asociat cu un transformator cu prize care determină ca impedanța de intrare să fie de asemenea variabilă.

Wattmetrul poate măsura puteri cuprinse între 0,1 și 5.000 mV, în cinci game. Față de nivelul de 1mW, aparatul poate măsura niveluri cuprinse între $^{-}10$ și $^{+}37$dB. Impedanța de intrare este variabilă în trepte între 2,5 și 20.000 ohmi. Eroarea medie este de 0,6 dB între 20 și 10.000 Hz și de 0,3 dB între 30 și 5.000 Hz; eroarea maximă este de 1,5 dB între 20 și 10.000 Hz și de 0,5 dB între 150 și 25.000 Hz. Eroare impedanței de intrare este mai mică decît 7% între 150 și 3000 Hz și nu depășesc 50 % între 20 și 10.000 Hz. În aceleași intervale de frecvențe eroarea medie este de 8 %, respectiv 20 %. În ceeace ce privește eroarea datorită formei undei ea este aceeași ca la aparatul descris în paragraful precedent.

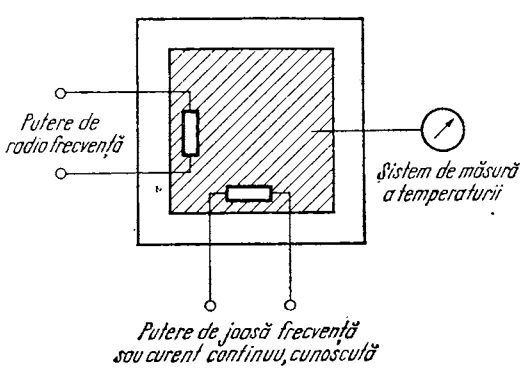


Fig. 9.10. Calorimetru cu substituție.

Metodele calorimetrice se bazează pe măsurarea efectului caloric pe care semnalul, a cărui putere se măsoară, îl dezvoltă într-o sarcină rezistivă. După modul cum se efectuează măsurarea temperaturii corespunzătoare acestui efect caloric, deosebim calorimetre cu substituție și calorimetre cu comparație.

Calorimetrul cu substituție (fig. 9.10) constă dintr-o sarcină rezistivă scufundată într-un lichid a cărui creștere de temperatură este măsurată. Se notează temperatura corespunzătoare energiei de radiofrecvență disipate de rezistență. Se înlocuiește apoi sursa de radiofrecvență cu o sursă de curent continuu, sau de joasă frecvență, a cărei putere se ajustează astfel ca temperatura lichidului să fie aceeași. Puterea de joasă frecvență se măsoară simplu cu wattmetrul sau cu voltmetrul-ampermetrul și ea este egală cu puterea de radiofrecvență.

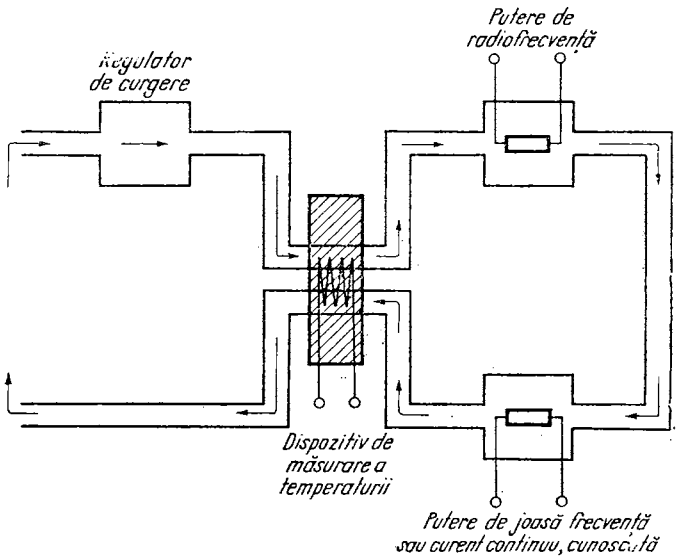


Fig. 9.11. Calorimetru cu substituție cu circulația lichidului în circuit închis.

În calorimetrele mai perfecționate lichidul este făcut să circule într-un circuit închis pentru a asigura o distribuție uniformă a temperaturii (fig. 11)

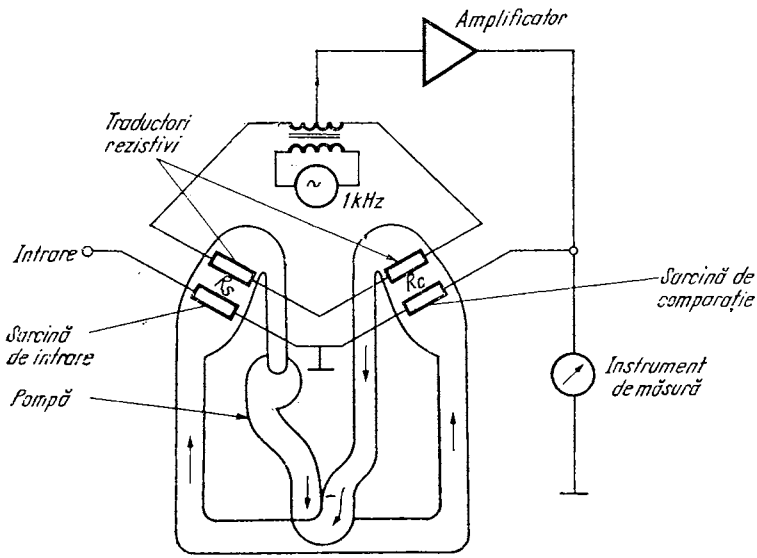


Fig. 9.12. Calorimetru cu comparație.

Calorimetrul cu comparație. În acest caz (fig. 9.12) puterea de radiofrecvență dată în rezistența de sarcină R_s, este comparată în permanență cu puterea disipată în rezistența de comparație R_c. Această putere — de comparație — se

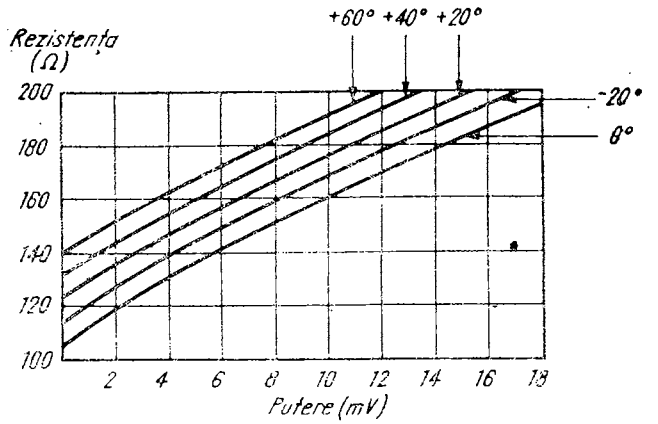


Fig. 9.13. Variația cu temperatura a rezistenței termistoarelor.

ajustează astfel încît creșterile de temperatură înregistrate de cele două traductoare să fie egale. În acest caz, puterea de radiofrecvență este egală cu puterea cunoscută, a sursei de comparație.

Metode bolometrice. Prin bolometru se înțelege un dispozitiv a cărui rezistență variază cu temperatura. Dintre acestea fac parte baretoarele, termistoarele sau depunerile de pelicule rezistive (bolometre propriu-zise). Termistoarele prezintă un coeficient de temperatură negativ (fig. 9.13). Baretoarele au un coeficient pozitiv (fig. 9.14) ca și bolometrele propriu-zise.

Utilizarea acestor dispozitive pentru măsurarea puterii de radiofrecvență se bazează pe proprietatea că efectul caloric datorat unei puteri de audio-

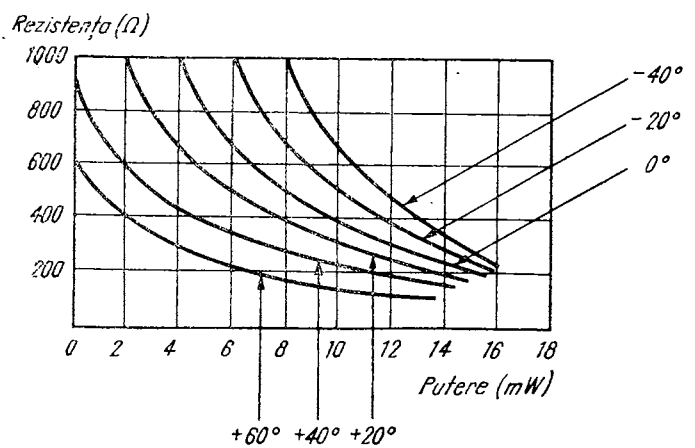


Fig. 9.14. Variația cu temperatura a rezistenței baretoarelor.

frecvență, de curent continuu sau de radiofrecvență este același, dacă aceste puteri sînt egale. Vor avea loc deci variații egale de rezistență care vor putea fi puse în evidență cel mai bine cu ajutorul unor punți. Acestea pot fi simple sau cu compensare, cu echilibrare manuală sau automată.

Problemele care se pun în toate aceste cazuri sînt următoarele:

— Rezistența dispozitivului bolometric trebuie să rămînă constantă în timpul măsurării, deoarece ea constituie sarcina sursei de radiofrecvență a cărei putere se măsoară.

— Rezistența dispozitivului bolometric trebuie să fie adaptată la sursa de putere în banda de frecvență la care se face măsurarea. În caz contrar o parte din puterea debitată de sursă va fi reflecată, măsurarea fiind eronată.

— Trebuie să existe o bună separare între circuitul de radiofrecvență și circuitul de măsură al punții.

— Pierderile în dielectrici sau în alte componente ale circuitului trebuiesc reduse la minim astfel încît puterea de măsurat să se disipe în întregime în bolometru.

În funcție de satisfacerea acestor deziderate, precizia măsurărilor variază între 0,5 și 10%, valorile curente fiind de 2—3%.

În puntea cu echilibrare manuală din figura 9.15, se echilibrează puntea în c.c., pentru o rezistență a dispozitivului bolometric egală cu R_0, ceea ce se obține variind tensiunea de alimentare a punții. La aplicarea puterii de radiofrecvență puntea se dezechilibrează și pentru a o readuce la echilibru se scade tensiunea de alimentare de la V_1 la V_2. Puterea de radiofrecvență este în acest caz:

$$P_{rf} = \frac{V_1^2 - V_2^2}{4R_0}.$$

O altă posibilitate este de a păstra tensiunea de alimentare constantă și de a înlocui sursa de radiofrecvență cu o sursă de joasă frecvență. Dacă

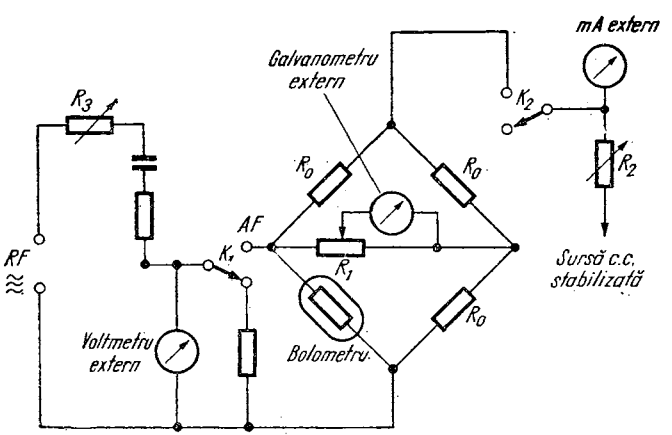


Fig. 9.15. Punte bolometrică cu echilibrare manuală.

echilibrarea punții se obține la o valoare V_3 a tensiunii de joasă frecvență atunci puterea de radiofrecvență este:

$$P_{rf} = \frac{V_3^2}{R_0}.$$

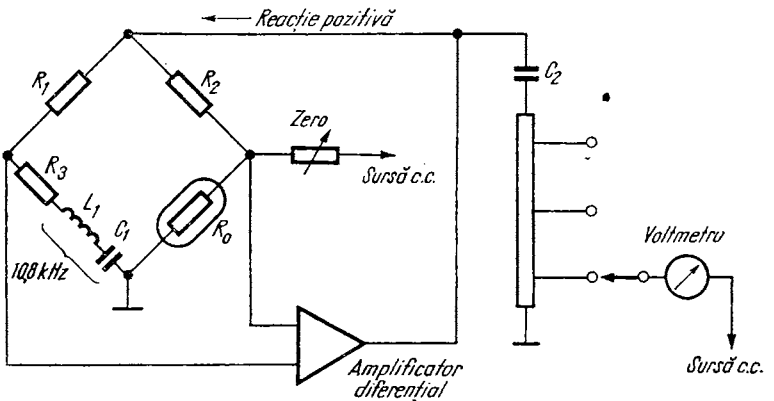


Fig. 9.16. Punte bolometrică cu echilibrare automată.

La puntea cu echilibrare automată din figura 9.16 ansamblul punte-amplificator formează un oscilator, stabil pentru o anumită amplitudine care, determină o anumită valoare a rezistenței bolometrului, ce menține puntea aproape de echilibru. Indicația voltmetrului de la ieșire este compensată, astfel încît acul stă la zero. La aplicarea puterii de radiofrecvență, rezistanța R_0 variază, și nivelul oscilațiilor va scădea la ieșire. Datorită montajului de compensare, aceasta va determina o creștere a indicației voltmetrului, Dacă V_1 era indicația inițială (compensată) și V_2 cea finală,

$$P_{rf} = \frac{V_1^2 - V_2^2}{4R} = K - \frac{V_2^2}{4R}$$

deci instrumentul poate fi etalonat direct în unități de putere.

Pentru a înlătura influența temperaturii ambiante asupra dispozitivului bolometric, se utilizează un montaj cu compensare, cu un al doilea bolometru — pasiv — situat în același mediu ambiant.

BIBLIOGRAFIE

B. M. Oliver, J. M. Cage, *Electronic Measurement and Instrumentation*, McGraw Hill, 1971.
C. Combs, *Basic Electronic Instrumentation Hand book* McGraw Hill 1972.
H. M. Barlow *Experimental Applications of Hall effect Wattmeters at. 50 Hz*, IEEE Transaction Instr. Meas. vol M-40, nr. 4, p. 238—247, dec 1965.

10.

Măsurarea timpului și frecvenței

10.1. UNITĂȚILE DE TIMP ȘI DE FRECVENȚĂ. SCĂRI DE TIMP

Unitatea de timp, una dintre unitățile fundamentale ale Sistemului Internațional de Unități SI, este secunda (simbol s).

Pînă în anul 1956, secunda era definită ca o fracțiune a zilei solare mijlocii (fracțiunea 1/86 400 din ziua solară mijlocie). Între anii 1956... 1967 definiția secundei s-a bazat pe durata de rotație a Pămîntului în jurul Soarelui (fracțiunea 1/31 556 925,9747 din anul tropic 1900,0).

În anul 1967 s-a adoptat definția care este în vigoare în prezent: *secunda este egală cu 9 192 631 770 perioade ale radiației corespunzătoare tranziției între cele două niveluri hiperfine ale stării fundamentale ale atomului de cesiu 133.* Cele două niveluri hiperfine sînt notate $F = 4$; $m_F = 0$, respectiv $F = 3$; $m_F = 0$.

Unitatea de frecvență, hertul (simbol Hz), se determină din unitatea de timp, cu ajutorul relației dintre frecvența f și perioada T ale unui fenomen periodic:

$$f = \frac{1}{T}. \tag{10.1}$$

O succesiune regulată de intervale de timp de valori egale numerotate începînd de la un moment numit origine, formează o scară de timp. Se folosesc mai multe scări de timp de utilizare generală (timpul atomic internațional *TAI*, timpul universal coordonat *TUC*, timpul legal *TL*) și o serie de scări de timp utilizate în special în astronomie (timpul sideral, timpul universal, TU_0 etc.).

Un orologiu atomic cu cesiu i care funcționează continuu și reproduce secunda conform definiției generează o scară de timp atomic TA_i. Media ponderată a scărilor de timp TA_i generate de un grup de orologii atomice stabilit de Biroul Internațional al Orei de la Paris (BIH) reprezintă scara de *timp atomic internațional TAI*. Orologiile acestui grup, în prezent în număr de aproape 100, se află în diverse laboratoare din lume. Compararea acestora se face permanent, la distanță, prin semnale de televiziune, semnale de tip Loran-C și transportul etaloanelor portabile sub coordonarea BIH.

Deoarece activitatea curentă este reglementată după rotaţia Pămîntului în jurul axei sale, s-a definit o scară de timp, numită *timp universal coordonat TUC*, care să fie apropiată scării de timp asociată acestei rotaţii (scara de timp universal TU_1) şi care să fie legată de scara de timp *TAI* prin relaţia:

$$TUC = TAI + n \tag{10.2}$$

unde n este un număr întreg de secunde care se alege astfel încît diferenţa $|TUC - TU_1|$ să fie mai mică de 0,9 s. Modificarea valorii lui n se face, la recomandarea BIH, în salturi de cîte o secundă la începutul anului (1 ianuarie) sau mijlocul anului (1 iulie), după necesităţi.

Scările de timp *TAI* şi *TUC* au coincis la 1 ianuarie 1958. În anul 1976 diferenţa dintre ele este de 15 secunde. Uniformitatea scării de timp *TAI* este mai bună de 10^{-13}.

În fiecare ţară este legiferată o scară de timp numită *timp legal TL* care diferă, cu unele excepţii, de timpul universal coordonat TUC cu un număr întreg m de ore, egal cu numărul fusului orar din care face parte majoritatea teritoriului ţării respective:

$$TL = TUC + m. \tag{10.3}$$

Timpul legal român este egal cu timpul universal coordonat *TUC* mărit cu două ore ($m = 2$).

Definirea diverselor intervale şi scări de timp, numerotarea şi scrierea acestora, figurează în STAS 3331-74.

10.2. ETALOANE DE TIMP ŞI FRECVENŢĂ

Deoarece orologiile se bazează pe cumularea perioadelor unor fenomene periodice, ele furnizează în acelaşi timp şi unitatea de timp şi unitatea de frecvenţă, fapt care justifică denumirea de etaloane de timp şi frecvenţă. Ca etaloane de timp şi frecvenţă se utilizează în prezent etaloanele cu cuarţ şi etaloanele atomice (cu cesiu, hidrogen sau rubidiu. Etaloanele atomice cu cesiu şi cele cu hidrogen sînt etaloane primare deoarece furnizează unităţile de timp şi frecvenţă fără să fie necesară o calibrare a acestora în raport cu alte etaloane, în timp ce etaloanele atomice cu rubidiu şi etaloanele cu cuarţ sînt etaloane secundare.

Principalele caracteristici ale etaloanelor de timp şi frecvenţă sînt date sintetic în tabelul 10.1.

10.2.1. ETALOANE CU CUARŢ

Etaloanele de timp şi frecvenţă cu cuarţ se bazează pe proprietăţile piezoelectrice ale cristalului de cuarţ. Cristalul de cuarţ cristalizează în sistemul romboedric, avînd o axă optică, trei axe mecanice şi trei axe electrice. Pentru realizarea etaloanelor cu cuarţ sau a oscilatoarelor cu cuarţ, se extrag din cristalul de cuarţ bare, inele, plăci sau discuri care se taie din cristal sub

Tabelul 10.1 **Caracteristici ale etaloanelor de timp și frecvență**

Parametrul	Etalonul cu cuarț	Etalonul cu rubidiu	Etalonul cu hidrogen	Etalonul cu cesiu
Stabilitatea de lungă durată	10^{-11} pe zi	$2 \cdot 10^{-11}$ pe lună	10^{-12} pe an	10^{-12} pe an
Stabilitatea de scurtă durată (1...10 000 s)	10^{-12}	$3 \cdot 10^{-13}$	10^{-14}	$5 \cdot 10^{-13}$
Frecvența	5 MHz sau alta	6,83 MHz	1420405751 Hz	9192631770 Hz
Masa [kg]	1	15	150	30
Principalul avantaj	Masă și preț reduse	Masă redusă, stabilitate de scurtă durată bună	Puritate spectrală ridicată	Reproduce unitatea de timp conform definiției
Principalul dezavantaj	Derivă a frecvenței	Derivă a frecvenței	Masă mare, sensibilitate la cîmpuri magnetice	Puritate spectrală mică

anumite unghiuri. Variațiile frecvenței proprii de oscilație a acestora sub influența factorilor exteriori (în special temperatura) depind de tipul tăieturii utilizate. Pentru etaloanele de timp și frecvență se utilizează în special discuri *AT* care se taie sub un unghi de 35° față de axa optică; la aceste discuri influența temperaturii asupra frecvenței de oscilație este mai redusă decît la alte tipuri.

Etaloanele cu cuarț se compun din oscilator, divizor de frecvență și dispozitiv indicator.

Oscilatorul are rolul de a furniza la ieșire un semnal cu stabilitate bună a frecvenței. Frecvența acestui semnal se divizează pînă la 1 Hz. Semnalul de 1 Hz furnizează reperele de secundă ale scării de timp asociate etalonului respectiv. Dispozitivul indicator totalizează numărul acestor repere, exprimînd rezultatul totalizării în ore, minute și secunde cu ajutorul unui mecanism electromecanic de orologerie cu ace indicatoare și cadran sau al unui dispozitiv de numărare electronic digital (cu tuburi Nixie sau diode fotoluminiscente).

Tipul de oscilator utilizat la etaloanele de timp și frecvență cu cuarț este cel cu punte Meacham sau capacitativ în trei puncte. Frecvența oscilatorului poate fi modificată din exterior prin modificarea capacității unui condensator variabil sau cu ajutorul unei diode varicap montate în circuitul oscilatorului.

Factorii interni și externi (circulația reziduurilor de gaze, deformarea suportului cuarțului sau a conexiunilor, temperatura, tensiunea de alimentare, vibrațiile, radiațiile nucleare, modulația parazită, zgomotul termic) influențează frecvența oscilatorului. Pentru micșorarea influenței acestora, oscilatorul se montează într-o incintă îngrijit termostatată, ecranată și montată pe dispozitive antișoc, tensiunea de alimentare se stabilizează etc. În condiții obișnuite de laborator, factorii de influență modifică frecvența oscilatoarelor cu $2 \ldots 3 \cdot 10^{-11}$, la care se adaugă o derivă a frecvenței în timp („îmbătrînire"). Deriva frecvenței este mai evidentă în primele zile de funcționare a oscilatorului, după cîteva zile de funcționare continuă a oscilatorului, deriva de frecvență se micșorează și se păstrează la o valoare aproximativ constantă în restul perioadei de funcționare. Datorită derivei de frecvență, frecvența oscilatorului se depărtează continuu de valoarea reglată inițial și de aceea apare necesară reglarea periodică (la cîteva luni) a frecvenței oscilatorului, pentru a o aduce la valoarea nominală.

În tabelul 10.2 sînt date valorile tipice ale stabilității de frecvență, influența temperaturii și a tensiunii de alimentare asupra frecvenței oscilatoarelor cu cuarț de diverse tipuri.

Tabelul 10.2 **Caracteristici ale oscilatoarelor cu cuarț**

Parametrul	Cuarț netermostat	Cuarț compensat	Cuarț simplu termostat	Cuarț dublu termostat
Stabilitatea de scurtă durată (1 s)	—	—	$21 \cdot 0^{-10}$	$5 \cdot 10^{-11}$
Stabilitatea de lungă durată	$3 \cdot 10^{-7}$ pe lună	$1 \cdot 10^{-7}$ pe lună	$3 \cdot 10^{-9}$ pe zi	$5 \cdot 10^{-10}$ pe zi
Influența temperaturii (0°...50°C)	$5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-10}$/°C	$5 \cdot 10^{-11}$/°C
Variația tensiunii de alimentare ($\pm 10\%$)	$1 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$

Prin divizarea și multiplicarea frecvenței oscilatoarelor se obține un spectru de frecvențe discrete avînd aceeași precizie ca și cea a frecvenței oscilatorului. Pentru mărirea numărului de frecvențe discrete se apelează la tehnica sintetizării frecvențelor, aparatele realizate fiind numite *sintetizoare de frecvență*. Valoarea frecvenței semnalului generat de aceste aparate poate fi aleasă cu ajutorul unor comutatoare decadice în pași de 0,01 Hz ... 1 kHz, funcție de tipul sintetizorului, între frecvența minimă și frecvența maximă a aparatului. Frecvența minimă este, în general egală cu valoarea pasului de frecvență, iar frecvența maximă poate ajunge la 3 GHz. Toate frecvențele generate au precizia egală cu precizia frecvenței oscilatorului cu cuarț al sinteti-

zorului. Pentru obținerea unui spectru continuu de frecvențe, adesea, sintetizorul are un oscilator de interpolare de tip obișnuit, care permite varierea continuă a frecvenței semnalului între două frecvențe care diferă cu o valoare egală cu pasul de frecvență.

10.2.2. ETALOANELE ATOMICE

Nivelul de energie al atomilor se poate modifica spontan sau prin stimulare, fenomen numit tranziție. Această tranziție este însoțită de emiterea sau absorbția unei radiații conform relației

$$W_2 - W_1 = h \cdot f \tag{10.4}$$

unde

W_1, W_2 sînt nivelele de energie înainte, respectiv după tranziție;
h este constanta lui Planck;
f — frecvența radiației emise sau absorbite, numită frecvență de tranziție.

La etaloanele atomice de timp și frecvență frecvențele de tranziție utilizate sînt cuprinse în gama undelor radioelectrice. În cazul acestor tranziții, probabilitatea emisiei spontane este foarte mică, singura emisie posibilă fiind emisia stimulată. Stimularea se face cu o radiație electromagnetică avînd frecvența egală cu frecvența de tranziție.

La etaloanele atomice de timp și frecvență sînt utilizați, în prezent, atomii de cesiu, hidrogen și rubidiu. Starea fundamentală a acestor atomi se divide în două niveluri hiperfine degenerate, corespunzătoare celor două orientări posibile ale spinilor electronului de valență și nucleului. Dacă atomii au nivelul de energie superior al stării fundamentale, efectuează tranziții pe nivelul inferior sub acțiunea unei unde electromagnetice avînd frecvența egală cu frecvența de tranziție, plusul de energie fiind cedat sub formă de radiație electromagnetică conform relației (10.4). În cazul etalonului tip „maser" (etalonul cu hidrogen), puterea radiațiilor emise este suficientă pentru a servi ca radiație de stimulare a atomilor care urmează să efectueze tranziția, deci pentru autoîntreținerea unei oscilații.

Dacă numărul de atomi cu nivel de energie superior este egal cu cei cu nivel inferior, sub acțiunea radiației stimulatoare vor avea loc tranziții în ambele sensuri, efectul macroscopic fiind nul. Pentru a realiza tranziții numai într-un singur sens se folosește un selector de stare de energie care elimină atomii cu nivel de energie inferior. La etaloanele cu cesiu și hidrogen selectorul de stare se realizează cu ajutorul unui cîmp magnetic foarte neomogen, iar la etalonul cu rubidiu cu ajutorul unei radiații luminoase de o anumită frecvență.

Etalonul atomic cu cesiu (fig. 10.1), etalonul de timp și frecvență care reproduce unitatea de timp conform definiției, se compune dintr-un rezervor de atomi (R), selector de stare (S_1), selector de stare (S_2), cavitate de înaltă frecvență (C), detector (D), servomecanism (M) și oscilator cu cuarț (O).

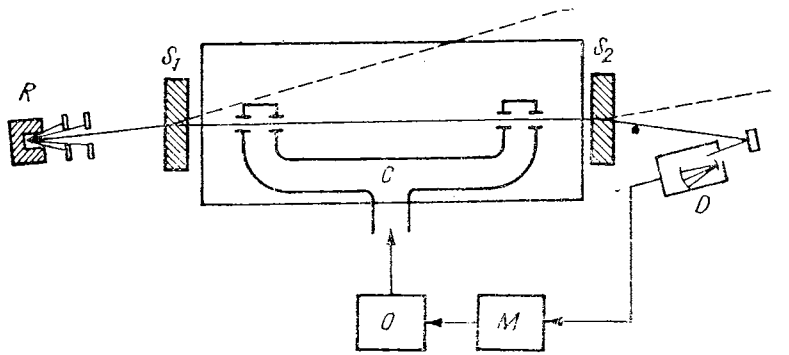


Fig. 10.1. Etalon atomic de timp și frecvență cu cesiu.

În rezervor se află atomi de cesiu încălziți, de unde ies sub formă de jet atomic. În jet se află atomi cu ambele nivele de energie ale stării fundamentale. Selectorul de stare (S_1) elimină atomii care au nivel de energie inferior. Atomii cu nivel de energie superior străbat o cavitate rezonantă de înaltă frecvență în care este injectat un semnal de stimulare generat de oscilator ca armonică superioară a frecvenței fundamentale. Sub influența semnalului de stimulare, atomii efectuează tranziția pe nivelul inferior de energie. Selectorul de stare (S_2) deviază atomii spre detector. În cazul în care frecvența semnalului de stimulare este riguros egală cu frecvența de tranziție (9 192 631 770 Hz), toți atomii efectuează tranziții; în acest caz, detectorul furnizează un semnal de ieșire zero. Semnalul de ieșire diferă însă de zero dacă frecvența de stimulare nu este egală cu frecvența de tranziție. Acesta, aplicat servomecanismului, determină modificarea frecvenței oscilatorului pînă ce aceasta va fi egală cu frecvența de tranziție. Prin acest reglaj automat frecvența oscilatorului este menținută în permanență egală cu frecvența de tranziție. Se poate spune, deci, că etalonul atomic cu cesiu este un oscilator cu cuarț a cărui frecvență este sincronizată cu frecvența radiației atomice a cesiului.

La etalonul atomic cu rubidiu (celula cu gaz) frecvența oscilatorului cu cuarț al acestuia este, de asemenea, sincronizată cu frecvența de tranziție. Etalonul atomic cu hidrogen, fiind de tip maser, generează semnal fără a avea nevoie de un semnal stimulator din exterior.

10.3. TRANSMITEREA TIMPULUI ȘI A FRECVENȚELOR

Transmiterea unităților de măsură de la etalon la aparatul de verificat sau la un etalon de ordin inferior este una din operațiile metrologice principale de asigurare a uniformității măsurării. Ea se efectuează prin compararea indicațiilor aparatului mai puțin precis cu indicațiile aparatului etalon. În

cazul timpului şi frecvenţei, compararea se poate efectua la distanţă, lucru posibil datorită faptului că semnalele de timp şi frecvenţă se pot transmite în bune condiţii la distanţe mari, cu ajutorul conductoarelor electrice sau al undelor electromagnetice.

Transmiterea la distanţă a semnalelor de timp şi frecvenţă se face prin: conductoare electrice, unde electromagnetice, sateliţi artificiali ai Pămîntului şi transportul etaloanelor.

10.3.1. TRANSMITEREA SEMNALELOR DE TIMP ŞI FRECVENŢĂ PRIN CONDUCTOARE ELECTRICE

Se face prin conductoare coaxiale sau conductoare telefonice. Utilizarea conductoarelor telefonice pentru transmiterea timpului şi frecvenţelor pe teritoriul unui oraş este frecvent utilizată. Se transmit semnale de frecvenţă etalon de 1 000 Hz şi semnale de timp legal: adesea timpul legal este transmis de un „orologiu vorbitor" instalat în centrala telefonică, la care se poate apela formînd un anumit număr de telefon (numărul 058 pentru municipiul Bucureşti). Pentru distanţe pînă la cîţiva kilometri se pot transmite frecvenţele de 10 kHz sau chiar 100 kHz, însă atenuarea semnalului pe cablu este mare. Faza semnalelor recepţionate are o stabilitate mai bună de $1/\mu s$.

Conductoarele coaxiale sînt calitativ superioare conductoarelor telefonice pentru transmiterea timpului şi frecvenţelor, însă utilizarea acestora pentru distanţe mari este prohibitivă datorită costului ridicat al liniei de transmitere.

10.3.2. TRANSMITEREA SEMNALELOR DE TIMP ŞI FRECVENŢĂ PRIN UNDE ELECTROMAGNETICE

Se efectuează prin emiţătoare destinate exclusiv acestui scop sau prin emiţătoarele radioteleviziunii. Această transmitere se face sub formă de semnale modulatoare etalon, semnale purtătoare etalon şi semnle de televiziune.

Semnalele modulatoare etalon pot fi semnale de timp sau semnale de frecvenţă.

Semnalele de timp se obţin fie prin modularea semnalului purtător la fiecare secundă cu un semnal de 5 cicli de 1 000 Hz (sau de 100 cicli în cazul semnalelor de timp legal transmise de radiodifuziune), fie prin manipularea semnalului purtător la fiecare secundă. Unele emiţătoare au program permanent de transmitere a semnalelor de timp. Eroarea semnalelor de timp emise este mai mică de 0,2 ms, cu excepţia semnalelor radiodifuziunii care, în general, au erori mai mari (pînă la 10 ms). Datorită variaţiei duratei de

propagare prin atmosferă a semnalelor de timp, eroarea de recepție a acestor semnale este de 1 ms.

Semnalele de frecvență etalon se obțin prin modularea semnalului purtător cu un semnal de 1 000 Hz, 600 Hz sau 440 Hz.

Compararea cu semnalele de timp se face prin măsurarea, cu ajutorul osciloscopului, a intervalului de timp dintre semnalul de timp recepționat și semnalul de secundă al etalonului de comparat. Semnalele de frecvență se compară tot cu ajutorul osciloscopului, măsurînd diferența de fază dintre faza semnalului recepționat și cea a etalonului de comparat.

Semnalele purtătoare etalon sînt semnale purtătoare ale căror fază este sincronizată cu faza unui etalon de timp și frecvență. Precizia acestora este cuprinsă între $1 \cdot 10^{-10}$ și $2 \cdot 10^{-12}$. În ultimii ani o serie de emițătoare de radiodifuziune pe unde lungi au semnalele purtătoare stabilizate în fază.

Compararea etaloanelor de timp și frecvență cu semnalele purtătoare etalon se efectuează prin compararea fazelor celor două semnale prin metoda servomecanismului. Această metodă constă în măsurarea diferenței de fază dintre faza semnalului etalonului de comparat și faza unui semnal a cărui fază este sincronizată automat cu faza semnalului purtător recepționat.

Dacă se recepționează unda directă, eroarea de comparare este de $10^{-11} \ldots 5 \cdot 10^{-12}$ în 24 ore. Durata de propagare a semnalului reflectat în păturile ionosferice este variabilă în cursul zilei datorită modificării înălțimii păturilor ionosferice în care are loc reflexia sub influența iluminării acestora de către Soare. Viteza de variație a înălțimii este mai pronunțată la răsăritul și apusul Soarelui. Eroarea de comparare cu unda reflectată este de $10^{-10} \ldots 5 \cdot 10^{-11}$ în 24 ore pentru undele lungi și foarte lungi și de $10^{-7} \ldots 10^{-8}$ pentru undele scurte.

Eroarea de comparare cu semnalele etalon LORAN-C, datorită formei speciale a acestora, este de cîteva ori mai mică decît eroarea de comparare cu semnalele purtătoare etalon pe unde lungi (frecvența purtătoare a semnalelor LORAN-C este 100 kHz).

În ultimii ani compararea etaloanelor prin semnale de televiziune s-a extins foarte mult.

Compararea a două etaloane de timp și frecvență cu ajutorul semnalelor TV este posibilă numai în cazul în care laboratoarele în care se află etaloanele de comparat recepționează o aceeași emisiune TV, iar compararea se efectuează simultan. Compararea cu semnalele TV constă în măsurarea intervalului de timp dintre semnalul de secundă al etalonului și primul semnal TV de sincronizare cadre care urmează acestei secunde.

În unele țări (U.R.S.S, RDG, etc.) semnalele de sincronizare TV sînt sincronizate cu etaloanele naționale ale acestor țări. În SUA între semnalele de preegalizare 1 și 2 se transmite un semnal etalon de 1 MHz, iar între semnalele 2 și 3 semnale codificate de timp legal.

Eroarea de comparare a etaloanelor cu semnalele TV este de 0,03 ... 1/μs, funcție de distanța dintre etaloanele de comparat și de condițiile de propagare a semnalelor TV.

10.3.3. TRANSMITEREA SEMNALELOR DE TIMP ŞI FRECVENŢĂ PRIN SATELIŢI ARTIFICIALI

Pînă în prezent nu au fost efectuate suficiente experienţe privitoare la transmiterea timpului şi frecvenţelor prin sateliţi artificiali ai Pămîntului pentru a se putea formula concluzii definitive referitoare la această metodă. Erorile de comparare care au fost obţinute la diverse experienţe au fost cuprinse între cîteva zecimi de microsecunde şi cîteva zeci de microsecunde. Principalul dezavantaj al metodei constă în necunoaşterea exactă a distanţei satelit-staţie de recepţie.

10.3.4. COMPARAREA PRIN TRANSPORTUL ETALOANELOR

Transportul etaloanelor în vederea comparării la distanţă a etaloanelor de timp şi frecvenţă a devenit posibil, şi este în continuă desvoltare, datorită realizării unor etaloane atomice transportabile avînd volum şi greutate reduse.

Transportul etaloanelor este utilizat pentru determinarea originii scării de timp a etaloanelor de timp şi frecvenţă aflate în diverse laboratoare şi pentru determinarea duratei de propagare a undelor electromagnetice între staţiile emiţătoare şi staţiile receptoare. Această metodă este utilă şi pentru confirmarea rezultatelor obţinute prin alte metode.

10.4. MĂSURAREA TIMPULUI

Aparatura electronică de măsurare a intervalelor de timp permite măsurarea acestora cu o precizie mai mare decît aparatura mecanică. Aparatele utilizate pentru măsurarea intervalelor de timp sînt: cronometrele digitale, orologiile, cronografele, osciloscoapele şi milisecundometrele.

10.4.1. OROLOGII

Orologiile sînt aparate cu regim de funcţionare continuă. Ele generează reperele unei scări de timp sub formă de impulsuri electrice de secundă. Valoarea reperelor respective poate fi citită pe un dispozitiv indicator digital sau analog.

Prin citirea directă a indicaţiilor orologiului este posibilă datarea evenimentelor în raport cu scara de timp reprodusă de orologiu, adică asocierea la momentul producerii evenimentului respectiv a unui reper al scării de timp a orologiului. Pentru datarea unui eveniment care are loc între două repere ale scării de timp, se măsoară intervalul de timp dintre momentul producerii evenimentului şi primul reper al scării de timp care urmează evenimentului respectiv; data producerii evenimentului va fi egală cu valoarea reperului

luat în considerare la măsurarea intervalului de timp din care se scade valoarea intervalului de timp măsurat. Intervalul de timp dintre două evenimente se află prin diferența datelor celor două evenimente. Măsurarea intervalelor de timp cu ajutorul orologiilor nu se utilizează decît pentru intervale mari de timp.

Ca orologii (electronice) se utilizează orologiile atomice, orologiile cu cuarț și, uneori, orologiile cu diapazon. Pentru precizii mai scăzute se construesc orologii de dimensiuni mici, unele din ele fiind utilizate ca cesornice de mînă.

10.4.2. CRONOMETRE DIGITALE

Cronometrele digitale se bazează pe numărarea perioadelor semnalului unui oscilator cu cuarț cuprinse în intervalul de timp de măsurat. Cu ajutorul acestora se pot măsura intervalele de timp cu eroarea de $\pm$ 1 ns, indiferent de mărimea acestor intervale.

Cronometrele digitale (fig. 10.2) se compun din oscilator (1), divizor și multiplicator de frecvență (2), amplificatoarele formatoare (3 și 3'), circuit basculant bistabil (4), poartă (5) și numărător în decade (6). Aparatul are dispozitiv de „reciclare" care permite, atomat sau manual, aducerea la zero a indicațiilor după un interval de timp prestabilit de la terminarea măsurării și începerea unui nou ciclu de măsurare. Oscilatorul cu cuarț generează un semnal de 1 MHz, 5 MHz sau 10 MHz avînd stabilitatea frecvenței de 10^{-5}...

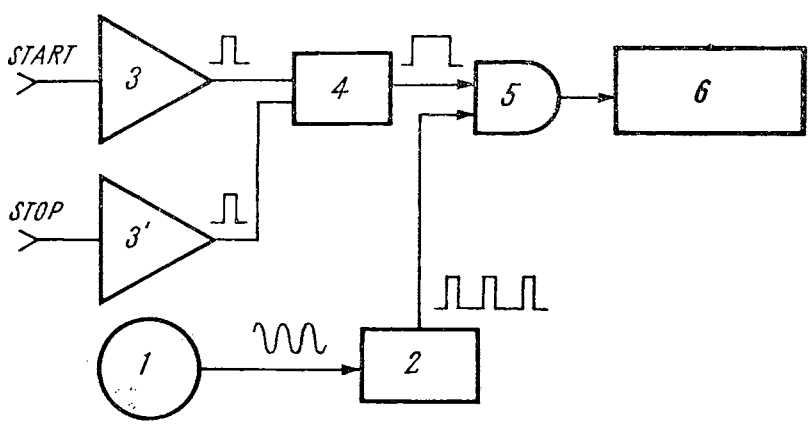


Fig. 10.2. Schema bloc a cronometrului digital.

... $5 \cdot 10^{-10}$, funcție de tip. Frecvența acestui semnal este multiplicată și divizată în decade, pînă la o valoare convenabilă, care poate fi aleasă de operator cu ajutorul unui comutator plasat pe panoul frontal al apratului.

Amplificatoarele formatoare au rolul de-a amplifica semnalele aplicate bornelor START și STOP și a transforma aceste semnale în semnale cu front

abrupt, în scopul de a reduce erorile datorite variației nivelului de declanșare. Într-adevăr, variația nivelului de declanșare al circuitului basculant produce o defazare a semnalului de ieșire față de semnalul de intrare; pentru o aceeași variație a nivelului de declanșare, eroarea este proporțională cu durata frontului semnalului de intrare. Zgomotul care însoțește semnalul de intrare produce o defazare suplimentară a semnalului de ieșire și deci o eroare de măsurare. De exemplu, la un semnal de intrare sinusoidal cu perioada T, defazarea datorită zgomotului este de $3{,}2 \cdot 10^{-2} \cdot T$ (pentru raportul semnal/zgomot = = 20 dB), $3{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot T$ (pentru raportul semnal/zgomot = 40 dB) și $3{,}2 \cdot 10^{-4} \cdot T$ (pentru raportul semnal/zgomot = 60 dB).

Circuitul basculant bistabil primește semnalele celor două amplificatoare separatoare și produce la ieșire un semnal a cărui durată este egală cu intervalul de timp dintre semnalele de intrare, semnal care servește la deschiderea și închiderea porții. Bascularea circuitului basculant bistabil poate fi efectuată cu frontul pozitiv sau frontul negativ al semnalelor de intrare, funcție de poziția celor două comutatoare (cîte unul de fiecare intrare), aflate pe panoul frontal al aparatului. Nivelul de declanșare poate fi modificat prin manevrarea butonului respectiv de pe același panou. În cazul în care se măsoară perioada unui semnal, un comutator permite cuplarea celor două intrări, astfel încît semnalul se aplică intrării comune ale celor două amplificatoare separatoare. Adesea, însă, există o bornă specială la care se aplică semnalul a cărui perioadă se măsoară. Pentru măsurarea unui număr n de perioade (în decade), frecvența semnalului de intrare este în prealabil divizată (în decade) cu numărul n.

Cînd poarta este deschisă, semnalul de ieșire al divizorului — multiplicator (2) străbate poarta și se aplică numărătorului (6). În felul acesta, numărătorului i se aplică semnal numai în intervalul de timp dintre semnalul de START și semnalul de STOP. Indicațiile numărătorului se modifică la fiecare impuls aplicat, deci intervalul de timp dintre două modificări va fi egal cu perioada semnalului aplicat și el va reprezenta unitatea în care se exprimă rezultatul măsurării; dacă frecvența semnalului aplicat numărătorului este 1 MHz, rezultatul măsurării citit pe numărător va fi exprimat în μs. Majoritatea cronometrelor digitale sînt prevăzute cu memorie, adică păstrază indicațiile unei măsurări pînă la terminarea măsurării următoare. Indicațiile cronometrului pot fi înregistrate cu ajutorul unui înregistrator digital cuplat cu cronometrul.

Eroarea de măsurare a unui interval de timp cu cronometrul digital clasic nu poate fi mai mică decît $\pm$ 1 digit, ceea ce pentru frecvența maximă care poate fi măsurată în prezent (500 MHz) este de $\pm$ 2 ns. Cu ajutorul cronometrului digital prevăzut cu dispozitiv de interpolare, este posibilă măsurarea intervalului de timp cu o rezoluție de 100 ps.

Pentru întrecerile sportive se construiesc cronometre digitale ale dimensiuni reduse (puțin mai mari decît cronometrele mecanice). Eroarea lor de măsurare este de o sutime de secundă.

Eroarea relativă $\frac{\Delta t}{t}$ de măsurare a intervalului de timp t cu cronometrele digitale este dată de formula

$$\frac{\Delta t}{t} = \pm \frac{1}{tF} \pm A \pm \varepsilon \tag{10.5}$$

unde: F reprezintă frecvenţa aplicată numărătorului;
A — eroarea de declanşare a circuitului basculant;
ε — eroarea relativă a oscilatorului cu cuarţ.

Termenul $\frac{1}{tF}$ reprezintă eroarea relativă a numărătorului ± 1 digit, fiind eroarea absolută a numărătorului, iar tF numărul indicat de numărător. În cazul frecvenţei maxime aplicate numărătorului de 500 MHz, un digit echivalează cu 2 ns.

Eroarea de declanşare a circuitului basculant este funcţie de nivelul de declanşare, frontul semnalului de intrare şi raportul semnal/zgomot al semnalului de intrare. Pentru un semnal sinusoidal la care raportul semnal/zgomot 20 dB, 40 dB, sau 60 dB, eroarea relativă datorită zgomotului, are valoarea $3{,}2 \cdot 10^{-2}$, $3{,}2 \cdot 10^{-3}$ respectiv $3{,}2 \cdot 10^{-4}$.

Eroarea relativă a oscilatorului cu cuarţ este diferenţa dintre frecvenţa efectivă f_x şi frecvenţa nominală f_0, raportată la frecvenţa nominală

$$\varepsilon = \frac{f_x - f_0}{f_0}.$$

Frecvenţa oscilatorului cu cuarţ poate fi modificată prin manevrarea unui ax sau buton special destinat acestui scop. În acest fel eroarea ε poate fi redusă la valori neglijabile, pentru un timp scurt, dacă se dispune de un etalon de frecvenţă suficient de precis.

Dacă, în cazul fenomenelor repetitive, se măsoară valoarea a n perioade, eroarea relativă de măsurare este dată, în locul formulei (5), de formula (10.6):

$$\frac{\Delta T}{T} = \pm \frac{1}{nTF} \pm \frac{A}{n} \pm \varepsilon. \tag{10.6}$$

10.4.3. CRONOGRAFE

Cronografele sînt aparate înregistratoare care permit datarea unor evenimente (momentul închiderii unui contact, momentul începutului unui impuls electric). Cronografele electronice se compun în principal dintr-un orologiu cu cuarţ digital şi un dispozitiv de înregistrare. În momentul măsurării, informaţia furnizată de orologiu este extrasă fără să perturbe funcţionarea orologiului şi este înmagazinată într-o memorie în vederea afişării şi înregistrării. Afişarea şi înregistrarea se face în ore, minute, secunde şi fracţiuni de secundă (pînă la 10^{-4} s, în general). Ca înregistrator este utilizat un înregistrator digital.

10.4.4. MĂSURAREA TIMPULUI CU OSCILOSCOPUL

Osciloscopul se utilizează pentru măsurarea intervalelor de timp dintre impulsurile unor semnale periodice și la măsurarea intervalelor de timp de foarte scurtă durată, pentru care se obține o rezoluție pînă la 20 ps [15].

Se pot utiliza 2 metode de măsurare a intervalelor de timp cu osciloscopul:

- cu marcator de timp
- fără marcator de timp.

Marcatoarele de timp sînt generatoare de impulsuri care modulează în intensitate luminoasă spotul. Frecvența marcatoarelor de timp poate fi modificată în trepte. Pe ecran, spotul va avea suprastrăluciri la distanțe egale (fig. 10.3 *a*) corespunzătoare intervalelor de timp dintre impulsurile marcatorului de timp. Intervalele dintre două puncte luminoase corespund unei perioade a semnalului marcatorului de timp. Numărul acestor intervale curpinse între două impulsuri de pe ecran înmulțit cu perioada semnalului marcatorului de timp, reprezintă valoarea intervalului de timp dintre cele două impulsuri.

La osciloscoapele moderne marcatorul de timp are două semnale ale căror frecvențe sînt sincronizate cu frecvența semnalului bazei de timp a osciloscopului. Fazele acestor semnale pot fi decalate, separat, față de faza semnalului bazei de timp. Unul dintre semnalele marcatorului se defazează pînă cînd suprastrălucirea corespunde cu începutul primului impuls de pe ecran (fig. 10.3, *b*). Suprastrălucirea produsă de cel de-al doilea semnal al marcatorului de timp se aduce în coincidență cu începutul celui de-al doilea impuls de pe ecran. Diferența de fază, exprimată în unități de timp, dintre fazele celor două semnale ale marcatorului este indicată digital cu patru cifre; ea reprezintă intervalul de timp dintre cele două impulsuri de pe ecran.

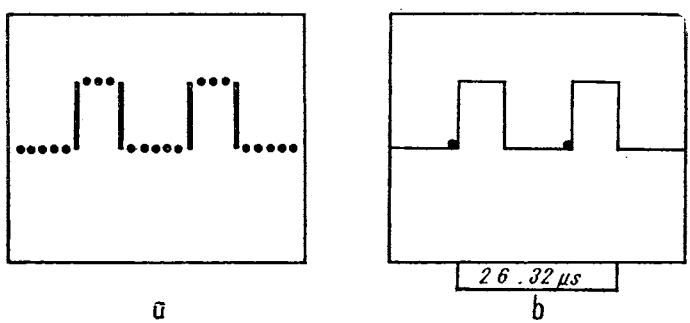


Fig. 10.3. Măsurarea intervalelor de timp cu osciloscopul.

Măsurarea intervalelor de timp dintre două impulsuri cu osciloscopul fără marcator de timp se face utilizînd formula:

$$t = \frac{s}{v} \tag{10.7}$$

unde:

s este distanța, în cm, pe ecranul osciloscopului, dintre cele două impulsuri;

v — viteza spotului, în cm/s;

t — intervalul de timp, în secundă.

Eroarea de măsurare a intervalului de timp depinde de eroarea de măsurare a distanţei s, de eroarea vitezei spotului, precum şi de uniformitatea deplasării spotului pe ecran. Periodic, viteza spotului (frecvenţa bazei de timp) trebuie calibrată. Eroarea de măsurare a intervalelor de timp cu această metodă este de 1% sau mai mare.

10.4.5. MILISECUNDOMETRE

Milisecundometrele sînt utilizate de exemplu pentru măsurarea, la relee, a intervalului dintre momentul aplicării semnalului de comandă pe bobina releului şi momentul executării comenzii de către contactele releului. Principiul de măsurare a intervalelor de timp cu milisecundometre se bazează pe dependenţa de timp a tensiunii de încărcare a unui condensator sau a curentului de descărcare al acestuia. Odată cu răspîndirea pe scară largă a cronometrelor digitale, milisecundometrele sînt din ce în ce mai puţin utilizate.

Intervalele de timp care se pot măsura cu milisecundometrele sînt cuprinse între 0,1 ms şi 3 s. Eroarea de măsurare este de 2 ... 5% din valoarea reperului maxim al scării gradate.

10.5. MĂSURAREA FRECVENŢEI

În ultimele decenii măsurarea frecvenţei a cunoscut o dezvoltare spectaculoasă, în special în ceea ce priveşte precizia măsurării. Acest lucru a fost posibil datorită creşterii preciziei etaloanelor de timp şi frecvenţă şi utilizări metodei numărării la realizarea frecvenţmetrelor.

Metodele utilizate la măsurarea frecvenţei se pot împărţi în metode directe şi metode de comparaţie.

Frecvenţmetrele care utilizează metoda directă permit citirea valorii frecvenţei direct pe aparat. Determinarea frecvenţei prin comparaţie se obţine în urma comparării frecvenţei de măsurat cu o frecvenţă cunoscută.

10.5.1. METODE DIRECTE

Metodele directe de măsurare a frecvenţelor se bazează fie pe dependenţa de frecvenţă a reactanţei unui circuit (frecvenţmetre analogice cu citire directă) sau a tensiunii la bornele unui circuit oscilant LC (frecvenţmetre cu rezonanţă), fie pe numărarea ciclilor semnalului într-un interval de timp (frecvenţmetre digitale).

Frecvenţmetre cu citire directă

Dacă un semnal sinusoidal de tensiune $v = V \sin \omega t$ se aplică unui capacitor de capacitate C, amplitudinea curentului care circulă prin circuit depinde de frecvenţa f conform relaţiei:

$$I = 2\pi CVf. \tag{10.8}$$

În cazul în care C și V sînt constante, curentul depinde numai de frecvența f. Capacitatea C se poate menține constantă prin utilizarea unui capacitor de bună calitate. Pentru ca semnalul aplicat condensatorului să aibă amplitudine constantă, acesta se limitează înainte de a fi aplicat capacitorului. Limitarea se obține, de obicei, cu ajutorul unor diode Zener montate în opoziție. Pentru măsurarea curentului prin circuit se utilizează microampermetre magnetoelectrice. De aceea, curentul este redresat înainte de a fi aplicat microampermetrului. Curentul mediu care trece prin microampermetru este:

$$i = 2CVf \tag{10.9 a}$$

pentru o redresare simplă și

$$i = 4CVf \tag{10.9 b}$$

pentru dublă redresare.

Deoarece în practică, adesea, este necesar să se măsoare frecvența într-un interval limitat (de exemplu, frecvența rețelei electrice între 45 ... 55 Hz), se utilizează frecvențmetre cu zero decalat. În acest scop se aplică microampermetrului un curent de compensare care este de sens opus curentului care trece prin capacitor. Valoarea curentului de compensare determină limita inferioară de măsurare a aparatului.

Dacă în circuitul de compensare se intercalează un inductor, sensibilitatea frecvențmetrului va spori deoarece, în acest caz, curentul de comparare nu mai este constant, ci scade cu frecvența. O sensibilitate și mai mare se obține dacă în locul capacitorului C se montează un circuit oscilant serie.

În figura 10.4 este indicată una dintre schemele utilizate la frecvențmetrele cu citire directă pentru intervalul de măsurare 45 ... 55 Hz.

Frecvențmetrele cu citire directă sînt utilizate pentru măsurarea frecvențelor în intervalul de frecvență 10 Hz ... 500 kHz. Precizia acestora variază

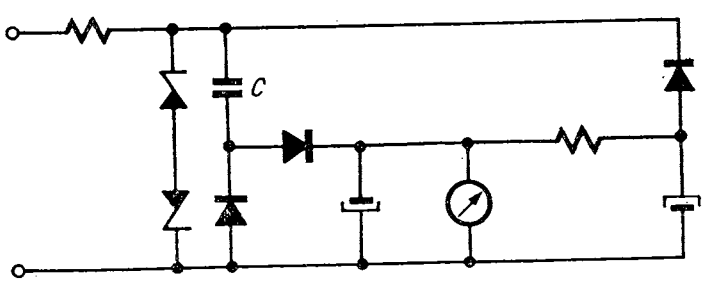


Fig. 10.4. Schema electrică a unui frecvențmetru cu citire directă.

între 0,1 ... 2,5%, funcție de tip. Preciziile cele mai bune le au frecvențmetrele cu domeniu limitat și sensibilitate mărită.

Frecvențmetre cu rezonanță

Frecvențmetrele cu rezonanță utilizează fenomenul de rezonanță care are loc la circuitele oscilante LC atunci cînd frecvența aplicată circuitului este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant. Cu cît factorul de calitate al circuitului este mai mare, cu atît maximul curbei de rezonanță

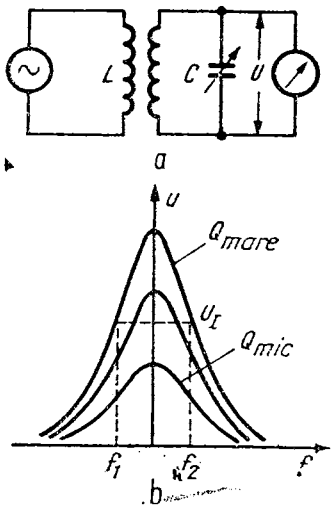


Fig. 10.5. Frecvenţmetru cu rezonanţă:

a — schemă de principiu; *b* — curba de rezonanţă.

este mai pronunţat (curba este mai ascuţită) şi deci determinarea rezonanţei mai precisă. Se utilizează un circuit oscilant *LC* paralel (fig. 10.5) compus dintr-un inductor fix şi un capacitor variabil. Frecvenţa de rezonanţă f_0 este dată de relaţia

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{10.10}$$

unde L şi C sînt inductanţa, respectiv capacitatea din circuitul oscilant.

Pe axul capacitorului variabil se montează o scară gradată în unităţi de frecvenţă. La frecvenţe foarte mari, se folosesc, în locul circuitului *LC*, cavităţi rezonante, iar scara este deseori gradată, în lungimi de undă

$$x_0 = 2\pi c\sqrt{LC} \tag{10.11}$$

unde c este viteza luminii (în acest caz aparatul se mai numeşte „undametru").

În vederea măsurării, circuitul oscilant se cuplează inductiv cu semnalul al cărui frecvenţă se măsoară. Cuplajul nu trebuie să fie prea strîns pentru ca să nu se producă fenomenul de „tîrîre a frecvenţei".

Rezonanţa este detectată cu ajutorul unui voltmetru electronic montat la bornele circuitului oscilant. Deoarece voltmetrul se utilizează numai pentru detectarea maximului deviaţiei, nu este necesară etalonarea voltmetrului. În cazul în care factorul de calitate al circuitului nu este prea ridicat, frecvenţa de rezonanţă se poate determina din formula

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{10.12}$$

unde f_1 şi f_2 sînt două frecvenţe, situate de-o parte şi de alta a frecvenţei de rezonanţă, pentru care voltmetrul indică aceeaşi valoare a tensiunii.

Intervalul de frecvenţe în care se utilizează frecvenţmetrele cu rezonanţă este 100 kHz ... 10 GHz, precizia de măsurare fiind 0,1 ... 1%.

O variantă a frecvenţmetrelor cu rezonanţă folosesc fenomenul de absorbţie de energie de la generatorul a cărui frecvenţă se măsoară. În momentul rezonanţei are loc un transfer de energie între circuitul (activ) a cărui frecvenţă se măsoară şi un circuit oscilant exterior (pasiv). În acel moment, curentul din circuitul a cărui frecvenţă se măsoară trece printr-un minim. Această metodă de detectare a rezonanţei se numeşte metoda absorbţiei, iar frecvenţmetrele bazate pe ea, frecvenţmetre cu absorbţie (sau „grid-dip metre"). Pentru detectarea rezonanţei se utilizează un ampermetru montat în circuitul sursei a cărei frecvenţă se măsoară. Dacă ampermetrul este montat în circuitul unei surse de frecvenţă variabilă, se poate măsura frecvenţa de rezonanţă a unui circuit oscilant cuplat inductiv cu sursa.

Frecvențmetre digitale se bazează pe numărarea ciclilor N ai semnalului în intervalul de timp t.

$$f = \frac{N}{t}. \tag{10.13}$$

Dacă $t = 1$ s, frecvența este numeric egală cu N.

Schema bloc a frecvențmetrelor digitale (fig. 10.6) cuprinde un oscilator cu cuarț (5), un divizor de frecvență (6), un circuit basculant bistabil (4), un amplificator formator (1), o poartă (2) și un numărător decadial (3). Această schemă bloc conține aceleași blocuri funcționale ca și cronometrele digitale, de aceea, adesea, se construiesc aparate care pot îndeplini funcțiile de cronometru digital și cel de frecvențmetru digital, schimbarea funcțiilor făcîndu-se prin manevrarea unor comutatoare. Aceste aparate se numesc *numărătoare universale* și pot măsura în plus raporturi de frecvențe și număr de impulsuri.

Măsurarea directă a frecvenței. Semnalul a cărui frecvență se măsoară este amplificat și transformat în impulsuri de către amplificatorul — formator (1). Aceste impulsuri sînt numărate de numărătorul decadial (3) în intervalul de timp în care poarta (2) este deschisă. Deschiderea și închiderea porții se efectuează de către circuitul basculant (4), care produce impulsuri de durată etalon (între 1 μs ... 100 s, în decade). Deoarece aceste impulsuri sînt comandate de semnalul de ieșire al divizorului, precizia lor este egală cu precizia oscilatorului cu cuarț. Raportul de divizare al divizorului poate fi modificat din exterior prin manevrarea unui comutator, astfel încît să fie aleasă durata etalon dorită.

Afișarea rezultatului pe numărătorul decadic se face cu indicatoare numerice (tuburi Nixie sau diode fotoluminiscente). Cu ajutorul unei memorii,

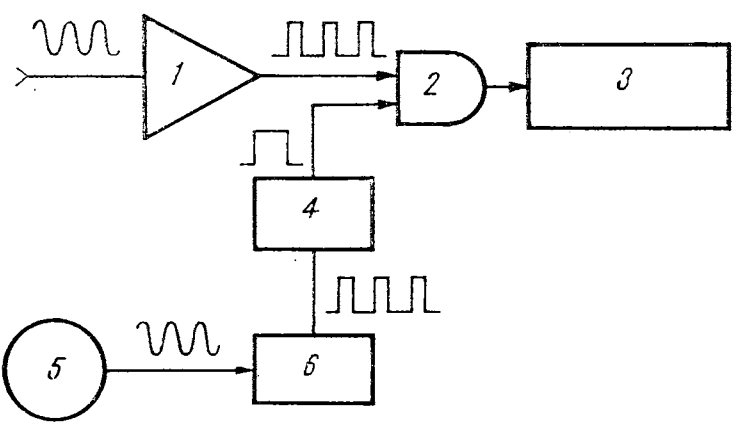


Fig. 10.6. Schema bloc a frecvențmetrului digital.

rezultatul poate rămîne afișat pînă la terminarea măsurării următoare. La ieșirea aparatului sînt furnizate informații de ieșire codificate în vederea înregistrării rezultatului măsurării pe un înregistrator digital.

Comanda pentru începerea unei noi măsurări se poate face manual sau automat (cu ajutorul dispozitivului de reciclare).

Măsurarea perioadei. În locul măsurării frecvenței, se poate măsura perioada unui semnal alternativ sinusoidal. Frecvența se deduce din rezultatul măsurării, calculînd $f = 1/T$. Măsurarea perioadei în locul frecvenței este avantajoasă la frecvențe joase.

Măsurarea perioadei se face pe baza relației

$$T = \frac{N}{F} \tag{10.14}$$

unde

T reprezintă perioada de măsurat;
N — numărul de impulsuri afișate de numărător;
F — frecvența bazei de timp.

Pentru a măsura perioada în locul frecvenței, în schema bloc a numărătorului (fig. 10.6) se inversează legăturile de la circuitul de intrare, care se conectează la poartă. În acest fel poarta este deschisă pe durata unei perioade a semnalului de măsurat, iar numărătorul totalizează impulsurile bazei de timp aplicate la intrarea de numărare a porții.

Se obține o precizie mai bună a măsurării, dacă se măsoară perioada medie a semnalului, menținînd poarta deschisă pe o durată de $10^n \cdot T$, unde $n = 1, 2 \ldots$ Prin deplasarea virgulei zecimale în mod corespunzător, valoarea perioadei se citește corect și în acest caz.

Măsurarea raportului de frecvențe. Se folosește aceeași conexiune a schemei bloc ca și la măsurarea perioadei, cu deosebirea că frecvența bazei de timp este înlocuită cu cea mai mare dintre cele două frecvențe de comparat. Numărătorul totalizează impulsurile care trec prin poartă în timpul unei perioade a semnalului de frecvență mai mică.

De exemplu, fie f_1 și f_2 frecvențele al căror raport se măsoară, cu $f_1 < f_2$. Rezultă

$$f_2 = \frac{N}{T_1} = N f_1 \text{ sau } N = \frac{f_2}{f_1} \tag{10.15}$$

Se obține o precizie mai bună dacă se măsoară f_2 în timpul unui multiplu al perioadei $T_1 = 1/f_1$.

Măsurarea frecvențelor foarte joase. La frecvențe joase se poate obține o precizie satisfăcătoare dacă se măsoară frecvența într-un timp mai lung (de exemplu 10 s sau 100 s) sau dacă se măsoară perioada în locul frecvenței. Ambele procedee au dezavantaje. Alte posibilități sînt utilizarea multiplicatoarelor de frecvență sau a numărătoarelor reciproce.

Multiplicatorul de frecvență multiplică frecvența de măsurare f_x de 10, 100 sau 1 000 ori, folosind un oscilator comandat automat în fază și un divizor decadic. Oscilatorul generează un semnal de frecvență multiplă lui f_x, care este divizată și comparată în fază cu semnalul de măsurat. Metoda este avantajoasă la măsurarea rapidă a frecvențelor foarte joase (sub 1 Hz). Ea nu se poate aplica semnalelor modulate în frecvență și se aplică cu oarecare dificultate semnalelor nesinusoidale. În plus, există pericolul funcționării incorecte a buclei de reglaj automat al frecvenței, în cazul variației amplitudinii semnalului de măsurat.

Numărătorul reciproc este un periodmetru care măsoară perioada medie a semnalului, urmat de un bloc de calcul pentru efectuarea operației de inver-

sare a perioadei. În acest fel numărătorul reciproc afișează frecvența semnalului. Performanțe tipice ale unui numărător reciproc sînt: selectarea a 10^n perioade cu $n = 0; 1; 2 \ldots 5$; frecvența bazei de timp 10 MHz; numărător cu 6 decade; generator de frecvență programabil cu 6 decade; precizie (determinată în principal de operația de inversare) cca. $3 \cdot 10^{-5}$.

Măsurarea frecvențelor foarte înalte. Frecvența maximă a semnalelor, care se poate măsura direct cu frecvențmetrele digitale, este în prezent 500 MHz. În acest scop numărătorul utilizează componente discrete sau circuite integrate ECL. Cu circuite integrate TTL se pot măsura, în general, frecvențe numai pînă la cca. 50 MHz.

Pentru măsurarea frecvențelor mai înalte se folosesc, în principal, trei metode: divizarea frecvenței, conversia de frecvență cu heterodinare și conversia de frecvență cu oscilator de transfer.

Divizarea de frecvență sau prescalarea constă în divizarea frecvenței semnalului cu un număr întreg, de obicei 2, 4, 8 sau 10, și apoi măsurarea directă a frecvenței cu ajutorul frecvențmetrului digital. Divizorul (sau prescalerul) folosește circuite de divizare foarte rapide, ca de exemplu circuite integrate ECL sau diode tunel.

Pentru ca numărătorul să afișeze direct valoarea frecvenței măsurate, timpul de deschidere a porții este mărit cu același factor cu care este divizată frecvența semnalului de intrare.

Metoda divizării are avantajul că permite măsurări rapide și cu citire directă. Frecvența maximă măsurabilă este însă limitată.

Convertoarele de frecvență cu heterodinare (fig. 10.7) conțin un circuit de amestec (A), care amestecă frecvența de măsurat cu una dintre armonicele

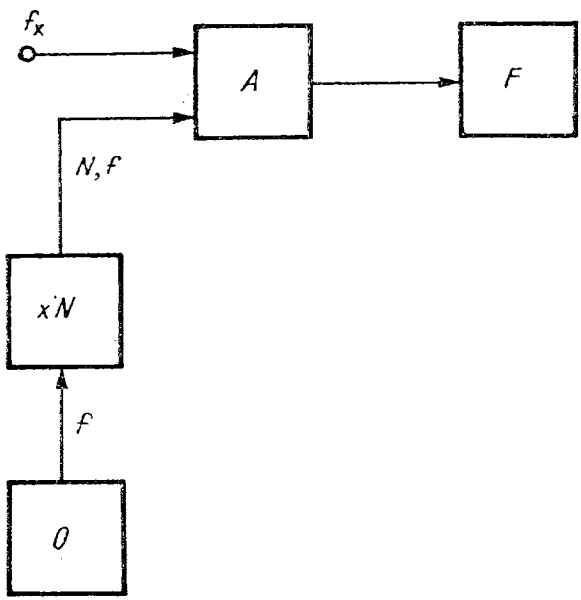


Fig. 10.7. Schema bloc a convertorului de frecvență cu heterodinare.

oscilatorului cu cuarţ (O). Rangul armonicii poate fi ales astfel încît semnalul de ieşire al amestecătorului (care are frecvenţa egală cu diferenţa celor două frecvenţe amestecate) să aibă frecvenţa mai mică decît frecvenţa maximă care poate fi măsurată de frecvenţmetrul (F). Valoarea frecvenţei măsurate va fi egală cu valoarea frecvenţei armonicii la care se adaugă (sau se scade, în cazul în care frecvenţa armonicii este mai mare decît frecvenţa de măsurat) valoarea măsurată de frecvenţmetrul digital.

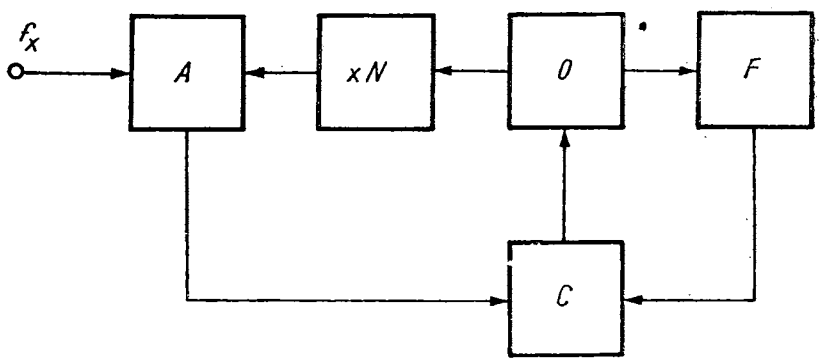


Fig. 10.8. Schema bloc a convertorului de frecvenţă cu oscilator de transfer.

Convertoarele de frecvenţă cu oscilator de transfer (fig. 10.8) au în componenţă un oscilator (O) cu frecvenţă variabilă egală cu $\left(\frac{f_x}{N} - 1\text{ MHz}\right)$ şi a cărui fază poate fi sincronizată. Un multiplicator de frecvenţă multiplică frecvenţa oscilatorului cu cuarţ de N ori. Această frecvenţă multiplicată se amestecă cu frecvenţa de măsurat de către amestecătorul (A). Frecvenţa oscilatorului trebuie astfel reglată încît frecvenţa semnalului de ieşire al amestecătorului să fie egală cu $N \cdot 1$ MHz. Pentru a uşura reglarea frecvenţei oscilatorului, frecvenţa de măsurat se măsoară iniţial, aproximativ, cu ajutorul unui frecvenţmetru cu rezonanţă încorporat în convertor. Semnalul de ieşire al amestecătorului se compară în fază cu semnalul de 1 MHz al oscilatorului cu cuarţ al frecvenţmetrului (F). Semnalul de eroare care apare la ieşirea comparatorului de fază sincronizează faza oscilatorului (O), astfel încît frecvenţa sa să fie egală cu $\left(\frac{f_x}{N} - 1\text{ MHz}\right)$. Acest semnal este măsurat de frecvenţmetrul digital. Pentru ca indicaţia frecvenţmetrului să fie numeric egală cu frecvenţa măsurată, poarta frecvenţmetrului este deschisă un interval de timp de N secunde, iar numărarea, în loc să înceapă cu valoarea 0, începe cu valoarea 1 000 000 (corespunzătoare frecvenţei de 1 MHz).

În prezent se construiesc convertoare de frecvenţă cu heterodinare sau cu oscilator de transfer la care operaţia de conversie se face complet automat, iar pe frecvenţmetru apare direct valoarea frecvenţei măsurate.

Cu ajutorul convertoarelor de frecvenţă se pot măsura frecvenţe pînă la 40 GHz.

Eroarea de măsurare a frecvenței cu frecvențmetre digitale se poate calcula diferențiind ecuația (10.13)

$$\frac{\Delta f}{f} = \pm \frac{\Delta N}{N} \pm \frac{\Delta t}{t} \tag{10.16}$$

ΔN este eroarea de numărare a numărătorului decadial; ea este egală cu $\pm$ 1 digit. Termenul $\varepsilon = \frac{\Delta t}{t}$ este eroarea relativă a oscilatorului cu cuarț al frecvențmetrului și este cuprinsă între $5 \cdot 10^{-5} \ldots 5 \cdot 10^{-10}$, funcție de tipul oscilatorului. $N = m \cdot f$ este numărul indicat de frecvențmetru, unde m este intervalul de timp, în secunde, în care se face numărarea semnalului de frecvență f. Ecuația (10.16) va deveni

$$\frac{\Delta f}{f} = \pm \frac{1}{mf} \pm \varepsilon \tag{10.17}$$

Comparînd ecuațiile (10.6) și (10.17) se constată că pentru frecvențe joase se obțin precizii mai mari dacă se măsoară perioada, pe cînd în cazul frecvențelor înalte se obține precizie mai mare măsurînd frecvența. Frecvența la care se obțin erori de măsurare egale atît la măsurarea frecvenței cît și la măsurarea perioadei se determină prin egalarea ecuațiilor (10.6) și (10.17).

10.5.2. METODE DE COMPARAȚIE

Măsurarea frecvenței prin comparare constă în măsurarea cu ajutorul unui frecvențmetru sau dispozitiv convenabil a diferenței de frecvență dintre frecvența de măsurat și o frecvență etalon. Ca dispozitiv poate fi utilizat un osciloscop catodic, un comparator de fază, etc.

Compararea cu osciloscopul catodic

Compararea frecvențelor cu osciloscopul catodic se face prin patru metode: metoda figurilor Lissajous, metoda modulației în intensitate a spotului, metoda modulației în viteză a spotului și metoda sincronizării bazei de timp. Această operație constă în aplicarea la bornele osciloscopului a celor două semnale și măsurarea intervalului de timp Δt în care defazajul dintre cele două semnale se modifică cu valoarea $\Delta\varphi$ (de obicei se ia în considerare un defazaj de 2π sau un multiplu de 2π); sesizarea momentului în care s-a produs defazarea $\Delta\varphi$ se face observînd pe ecran figura care ia naștere. Diferențe $\Delta f = f_1 - f_2$ dintre frecvențele celor două semnale se deduce din formula:

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot \Delta t} \tag{10.18}$$

în care $\Delta\varphi$ este exprimat în radiani.

Dacă una dintre frecvențe este etalon, din formula de mai sus se poate determina valoarea frecvenței cu care se compară frecvența etalon.

Compararea frecvențelor cu ajutorul osciloscopului se face numai pentru semnale la care raportul frecvențelor este un număr rațional.

S-au construit osciloscoape catodice specializate pentru compararea frecvențelor, numite comparatoare de frecvență.

Metoda figurilor Lissajous constă în aplicarea semnalului de frecvență necunoscută și a semnalului de frecvență etalon plăcilor de derivație verticală

și, respectiv, orizontală și în observarea figurilor care se formează pe ecranul osciloscopului. Dacă raportul celor două frecvențe nu este un număr rațional, spotul osciloscopului descrie o curbă care se înscrie într-un dreptunghi, la care dimensiunile laturilor sînt funcție de amplitudinea celor două semnale. Dacă raportul frecvențelor este un număr rațional, spotul descrie o curbă închisă, numită figură a lui Lissajous. Acest raport (frecvența aplicată plăcilor de deviație verticală împărțită la frecvența aplicată plăcilor de deviație orizontală) este egal cu numărul de puncte de tangență al curbei, cu latura orizontală a dreptunghiului raportat la numărul punctelor de tangență al curbei cu latura verticală. Dacă raportul sus-amintit este prea mare, figura Lissajous este foarte complicată, iar numărarea punctelor de tangență este aproape imposibil de efectuat. De aceea nu se compară frecvențe al căror raport depășește valoarea 10.

Dacă frecvențele sînt egale, figura obținută este o elipsă care poate degenera într-o dreaptă, cînd diferența de fază dintre semnale este un număr întreg de π, adică $\Delta\varphi = n\pi$ sau într-un cerc, cînd diferența de fază este $\pi/2$. Dacă frecvențele diferă foarte puțin, se obține o elipsă mobilă în jurul centrului său.

Timpul T în care elipsa efectuează o rotație completă, este egal cu inversul diferențelor celor două frecvențe

$$T = \frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{f_2 - f_1} \cdot \tag{10.19}$$

Pentru a afla deci diferența celor două frecvențe, este suficient să se cronometreze durata unei rotații complete a elipsei.

La metoda modulării spotului în intensitate, semnalul cu frecvența mai mică servește la producerea, cu ajutorul unui circuit RC, unei deplasări circulare a spotului, iar semnalul cu frecvența mai mare, după ce semnalul sinusoidal în prealabil a fost transformat într-unul dreptunghiular, este aplicat între catod și grila de comandă a luminozității tubului. În momentul cînd semnalul este negativ, fasciculul de electrozi produs de catod este blocat (pe ecranul tubului nu apare nimic), iar cînd acesta este pozitiv, pe ecran apare un arc de cerc. Dacă raportul celor două frecvențe este un număr rațional N, pe ecran apar N arcuri luminoase de cerc, care fac parte din cercul descris de spot în lipsa frecvenței de modulare a intensității spotului. Dacă raportul frecvențelor este numai apropiat de un număr rațional, atunci imaginea de pe ecranul osciloscopului se mișcă într-un sens sau altul. Măsurînd perioada acestei mișcări, se deduce diferența dintre cele două frecvențe.

La metoda modulării electronilor în viteză, ca și în cazul metodei precedente, semnalul cu frecvența mai mică produce deplasarea circulară a spotului luminos. Semnalul cu frecvența mai mare este aplicat în serie cu anodul de accelerare a electronilor. În lipsa acestui semnal spotul descrie un cerc cu o rază oarecare. Dacă semnalul aplicat este pozitiv electronii vor fi accelerați mai puternic, devierea lor va fi mai mică, iar cercul descris de spot va avea raza mai mică. Dacă semnalul este negativ, raza cercului va fi mai mare. Avînd un semnal care trece alternativ prin valori pozitive și negative, curba descrisă de spot va fi o figură dantelată, care este cuprinsă între două cercuri corespunzînd valorilor pozitivă și, respectiv, negativă a semnalului. Dacă

raportul frecvențelor este un număr rațional, această figură este stabilă, pe cînd în cazul cînd valoarea raportului este foarte apropiată de un număr rațional, imaginea se va mișca într-un sens sau altul. Calculul frecvențelor este analog cu cel utilizat la metoda precedentă, cu deosebire că, în acest caz, în formulă N reprezintă numărul maximelor.

Metoda sincronizării bazei de timp de către un semnal exterior este o altă metodă care utilizează pentru comparație osciloscopul catodic. Semnalul a cărei frecvență trebuie măsurată se aplică plăcilor de deviație verticală, iar pe plăcile de deviație orizontală se conectează generatorul bazei de timp sincronizat cu un semnal exterior etalon. Dacă cele două semnale au frecvențele egale, pe ecranul osciloscopului va apărea o figură stabilă, reprezentată printr-o singură sinusoidă, iar dacă frecvențele semnalelor diferă puțin între ele, imaginea se va deplasa. În cazul cînd perioada semnalului care sincronizează baza de timp este mai mare decît perioada semnalului aplicat plăcilor de deviație verticală, pe ecran va apărea mai mult decît o singură sinusoidă, iar imaginea se deplasează spre stînga. Dacă perioada semnalului care sincronizează baza de timp este mai mică decît a semnalului aplicată plăcilor orizontale, imaginea se va deplasa spre dreapta și va fi mai mică decît o sinusoidă.

Metoda amestecării

Prin amestecarea a două semnale de frecvențe f_1 și f_2 rezultă un spectru de frecvențe discrete, între care și diferența celor două frecvențe. Dacă diferența frecvențelor este mică, apar bătăi cu perioada T dată de relația:

$$T = \frac{1}{f_1 - f_2}. \tag{10.20}$$

Dacă cele două frecvențe sînt egale, perioada bătăilor este infinită (bătăi nule). Detectarea bătăilor nule se poate face cu o cască, un ochi magic sau un aparat magnetoelectric montate la ieșirea circuitului de amestecare (heterodinare). Casca este sensibilă pentru frecvențe cuprinse între 30 Hz și cîțiva

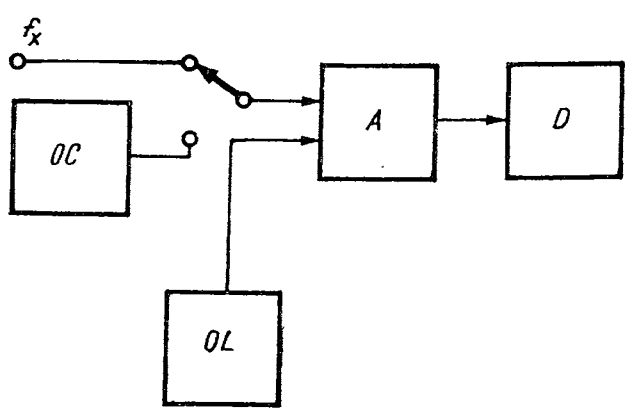


Fig. 10.9. Schema bloc a frecvențmetrului heterodină.

kiloherți; ochiul magic și aparatul magnetoelectric sînt utilizate pentru detectarea unor frecvențe mai mici de 10 Hz.

Aparatele care măsoară frecvența prin detectarea bătăilor nule sînt numite *frecvențmetre heterodină*. Acestea se compun dintr-un amestecător (A — fig. 10.9), un oscilator cu frecvență variabilă (OL), un oscilator cu cuarț

(*OC*) şi un detector de bătăi (*D*). Frecvenţa de măsurat f_x şi frecvenţa oscilatorului cu frecvenţă variabilă se aplică etajului de amestec. Se modifică frecvenţa oscilatorului variabil pînă cînd se detectează bătăi nule. Pentru obţinerea aproximativă (cu eroare $\pm$ 30 Hz) a bătăilor nule se foloseşte casca, iar pentru obţinerea precisă a egalităţii frecvenţelor ochiul magic sau aparatul magnetoelectric. Valoarea frecvenţei de măsurat se citeşte pe scara gradată a oscilatorului de frecvenţă variabilă în momentul obţinerii bătăilor nule. De menţionat că se obţin bătăi nule şi în cazul în care frecvenţa de măsurat este egală cu frecvenţa unei armonici a oscilatorului cu frecvenţă variabilă.

Pentru etalonarea scării gradate a oscilatorului cu frecvenţă variabilă se utilizează oscilatorul cu cuarţ, al cărui semnal se aplică în locul semnalului de măsurat.

Adesea frecvenţmetrele heterodină au două oscilatoare cu frecvenţă variabilă: unul pentru măsurări grosiere şi celălalt pentru măsurări precise.

Pentru obţinerea unor precizii sporite, la unele frecvenţe heterodină se face o dublă amestecare. Întîi se amestecă frecvenţa de măsurat cu una dintre armonicile oscilatorului cu cuarţ (cea mai apropiată de frecvenţa de măsurat), iar diferenţa de frecvenţă rezultată se amestecă cu frecvenţa oscilatorului cu frecvenţă variabilă pentru a obţine bătăi nule.

Intervalul de frecvenţe măsurabile cu frecvenţmetrele heterodină este cuprins între 100 KHz ... 1 GHz, iar erorile de măsurare sînt între $5 \cdot 10^{-4}$ ... 10^{-6}.

În cazul în care este necesară măsurarea cu precizie mare a diferenţei a două frecvenţe, se poate utiliza *măsurarea perioadei bătăilor* cu ajutorul unui cronometru digital. Pentru mărirea preciziei de măsurare se măsoară un număr n de perioade. Eroarea relativă de măsurare a diferenţei de frecvenţă $\Delta f = (f_2 - f_1)$ dintre două frecvenţe avînd valoarea nominală f_0 este:

$$\varepsilon = \frac{\Delta f^2 \cdot E}{n f_0} \tag{10.21}$$

unde E este eroarea de măsurare a cronometrului digital. La diferenţe de frecvenţă Δf foarte mici perioada bătăilor este mare şi eroarea de declanşare a cronometrului creşte. Eroarea E a cronometrului va creşte, deci, odată cu micşorarea diferenţei între frecvenţele de comparat.

Metoda multiplicării erorii

Această metodă este utilizată în special pentru compararea precisă a două frecvenţe de valori nominale egale şi pentru determinarea stabilităţilor de frecvenţă de scurtă durată [22].

Una dintre variantele acestei metode (fig. 10.10) constă în multiplicarea (de acelaşi număr de ori) celor două frecvenţe, amestecarea lor şi apoi măsurarea perioadei bătăilor cu un cronometru digital. Din formula (10.19) se deduce că precizia de comparare creşte odată cu creşterea frecvenţei nominale. De aceea, factorul de multiplicare trebuie să fie cît mai mare dacă se cer precizii de măsurare sporite. În general, cele două frecvenţe se multiplică pînă la maximum 10 GHz.

Dacă se compară două frecvenţe, una etalon de valoare 1 MHz şi alta avînd eroarea ε faţă de cea etalon, la ieşirea amestecătorului A eroarea va fi multiplicată cu factorul de multiplicare al frecvenţelor (10^4). În felul acesta precizia de comparare a celor două frecvenţe a crescut de 10^4 ori.

O a doua variantă a metodei (fig. 10.11) constă în multiplicarea cu 9 a frecvenței etalon și cu 10 a frecvenței de comparat apoi, în amestecarea acestora. La ieșirea amestecătorului frecvența va fi de 1 MHz + 10ε, deci eroarea a fost multiplicată de 10 ori. Prin încă trei operații identice succesive se obține eroarea multiplicată de 10^4 ori. Frecvența de 1 MHz + $10^4\varepsilon$ a semna-

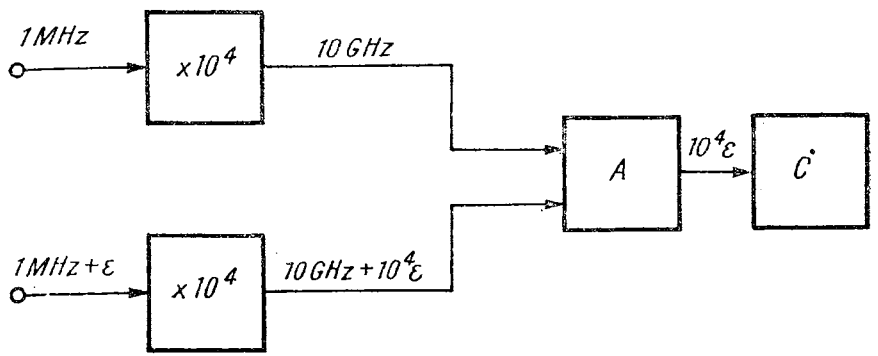


Fig. 10.10. Compararea frecvențelor prin multiplicarea frecvențelor și măsurarea perioadei bătăilor.

lului de ieșire este măsurată cu un frecvențmetru digital F. Eroarea relativă de măsurare este de 10^{-10} într-o secundă sau 10^{-12} în 100 secunde.

O condiție esențială pentru a putea efectua comparări prin metoda multiplicării erorii este ca semnalele ale căror frecvențe se compară să fie bine filtrate.

Metoda comparării fazelor

Această metodă este utilizată în special la compararea de lungă durată a etaloanelor de timp și frecvență [23]. Ea poate fi însă utilizată și pentru comparări de scurtă durată.

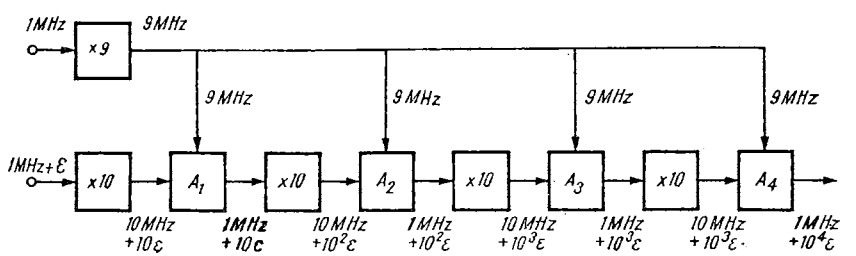


Fig. 10.11. Compararea frecvențelor prin multiplicarea erorii.

Metoda constă în măsurarea diferențelor de fază dintre fazele semnalelor de comparat la momentele t_1 și t_2. Presupunem că semnalele de comparat sînt sinusoidale de forma

$$v_1 = V_1 \sin \omega_1 t = V_1 \sin 2\pi f_1 t$$
$$v_2 = V_2 \sin \omega_2 t = V_2 \sin 2\pi f_2 t.$$

Fazele lor la momentul t_1 au valoarea $2\pi f_1 t_1$ şi respectiv $2\pi f_2 t_1$, iar diferenţele dintre fazele lor $2\pi t_1(f_2 - f_1)$. La momentul t_2, diferenţa de fază dintre cele două semnale este $2\pi t_2(f_2 - f_1)$. Dacă se notează cu $\Delta\varphi$ variaţia în intervalul de timp $\Delta t = t_2 - t_1$ a diferenţei dintre fazele celor două semnale, rezultă:

$$\Delta\varphi = 2\pi t_2(f_2 - f_1) - 2\pi t_1(f_2 - f_1) = 2\pi(t_2 - t_1)(f_2 - f_1) \qquad (10.22)$$

sau

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi(t_2 - t_1)}$$

$$\Delta f = \frac{\Delta\varphi}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t} \quad \text{sau} \quad \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta\varphi}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t} \qquad (10.23)$$

unde $\Delta\varphi$ este exprimat în radiani, Δf în herţi, iar Δt în secunde.

În cazul în care diferenţa de fază este exprimată în unităţi de timp, ecuaţia (21) devine

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta\varphi s}{\Delta t} \qquad (10.24)$$

unde $\Delta\varphi s$ este variaţia diferenţei de fază, în secunde.

Din ecuaţia (10.21) rezultă că diferenţa de frecvenţă se poate determina prin măsurarea variaţiei diferenţei de fază dintre fazele semnalelor în intervalul de timp Δt. De obicei, se măsoară intervalul de timp în care diferenţa de fază a crescut cu 2π radiani (360°) sau, pentru comparări de lungă durată, se înregistrează continuu pe un înregistrator electronic, variaţia în timp a diferenţei de fază.

Diferenţa de fază se măsoară cu un fazmetru digital sau, în cazul înregistrării diferenţei de fază, cu un comparator de fază la care tensiunea semnalului de ieşire variază liniar cu variaţia diferenţei de fază, de la zero la o tensiune maximă pentru o variaţie a fazei de la 0° la 360°.

Dacă frecvenţele semnalelor etalon care se compară sînt divizate de un număr de ori (cazul etaloanelor de timp şi frecvenţă), compararea fazelor se poate efectua şi pentru semnale de frecvenţe joase dacă prin divizare s-a păstrat stabilitatea fazei semnalului iniţial. În cazul în care se fac comparări de fază ale semnalelor de 1 Hz a două etaloane de timp şi frecvenţă, compararea se face, de fapt, între reperele de secundă ale scărilor de timp generate de etaloanele respective. Diferenţa de frecvenţă relativă dintre cele două etaloane de comparat este conform relaţiei (10.24):

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta t}{t} \qquad (10.25)$$

unde f este frecvenţa nominală a celor două etaloane;

Δt — variaţia intervalului de timp dintre reperele de secundă ale celor două scări de timp, în intervalul de timp t.

Din formula (10.21) se deduce că pentru a obţine o precizie de comparare mare într-un interval de timp scurt, compararea de fază trebuie să se facă

la frecvențe înalte. În acest scop frecvența semnalelor de comparat se multiplică pînă la 1 GHz și apoi se măsoară diferența de fază a celor două semnale cu un voltmetru vectorial. Dacă diferențele de fază se măsoară într-un interval de o secundă, eroarea relativă de măsurare este de $5 \cdot 10^{-12}$.

BIBLIOGRAFIE

1. BIH *Rapport annuel pour 1975*, Paris 1976.
2. Nicolau E., Beliș M. *Măsurări electronice generale*, Ed. tehnică București, 1974.
3. Oliver B. M., Cage J. M. *Electronic measurements and instrumentation*. Mc Graw Hill, New York 1971.
4. Gerber E. A. *State of the art-quartz crystal units and oscillators*, Proceedings of the IEEE, febr. 1966, pag. 103—115.
5. Mc Coubrey A. O. *A survey of atomic frequency standards*, Proceedings of the IEEE, febr. 1966 pag. 116—135.
6. Shanahan J. *Uniting signal generation and signal synthesis*, H-P Journal, iunie 1974 pag. 9—21.
7. Rotand Hassun *Synthesized signal generation to 1,3 GHz*, H-P journal, martie 1973, pag. 11—19.
8. Gerhald Y., Natarajan R. *Synthetizer und ihr Einsatz*, Neues von Rohde und Schwarz, nr. 40, 1969/70 pag. 10—16.
9. Jespersen L. Y. *Characterization and concepts of timefrequency dissemination*, Procedings of the IEEE, mai 1972 pag. 502—521.
10. Gregoretti G., Pisani U. *Utilizzazione dei reguali di tempo campione dell IEN distribuiti sulla retetelefonica di Torino*, IEN, nr. 1330, 1973.
11. Parcelier P. *Time synchronization by television*, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. IM-19, nr. 4, 1970 pag. 333—339.
12. Davis D.D. *The use of television signale for time and frequency dissemination*. Proceedings of the IEEE, iun. 1970 pag. 931—938.
13. Mungall A. G. *Anomalies in determinations of time scale uniformity based on TV and LORAN-C comparisons*, Metrologia, vol. 10 nr. 3 1975.
14. Rovera G. *On the accouracy of TV timing method*, Instituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, vol. L IV no 1329, 1973.
15. Fischer W., Risley W. *Improved accuracy and convenience in oscilloscope timing and voltage measurements*, H-P Journal dec. 1974.
16. Popescu Rodica *Frecvențmetre electronice*, Ed. tehnică, București 1967.
17. Felea I. ș.a. *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Ed. tehnică București, 1963.
18. Bagley A. *Frequency counters*, Hewlett-Packard, Application Note 172.
19. Sorden Y. *A new generation in frequency and time measurements*, H-P Journal iunie 1974 pag. 2—11.
20. Bologlu A. *A completely automatic 4 GHz heterodyne frequency converter*, H-P journal, iunie 1974 pag. 9—21.
21. Maletz W. *100 MHz — Universalzähler FET 100*, Neues von Rohde und Schwarz, nr. 64, 1974 pag. 5—8.
22. Blankenburg K. H. *Frequenzgangmessung nach der Differenz-methode*, Neues von Rohde und Schwarz, nr. 56, 1972 pag. 24—28.
23. Yechart E. *Phasenschreiber XKP zum Messen kleinster Frequenzdifferenzen*, Neues von Rohde und Schwarz, nr. 41, 1970 pag. 14—18.

11.

Măsurarea neliniarității sistemelor

Există mai multe moduri în care un sistem poate altera sau distorsiona forma semnalelor pe care le transmite. Aceasta depinde de forma caracteristicii de transfer, a caracteristicii de frecvență și a celei de fază. Să le analizăm pe rînd.

Dacă unui sistem cu o caracteristică de transfer liniară i se aplică la intrare un semnal sinusoidal de o anumită frecvență, el se va regăsi la ieșire, avînd amplitudinea modificată cu un anumit coeficient. Apariția la ieșire a unor componente noi, străine de cele aplicate la intrare, este (în cazul sistemelor stabile) o dovadă a neliniarității caracteristicii de transfer. Neliniaritatea se poate manifesta fie în porțiunea incipientă a caracteristicii (pentru semnale mici), fie în porțiunea finală (pentru semnale mari) sau poate fi uniform distribuită la toate nivelele (fig. 11.1).

Dacă la intrarea unui sistem neliniar se aplică un semnal de forma $a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t$, atunci semnalul de ieșire va conține componente a căror frecvențe rezultă din relația $p\omega_1 + q\omega_2$, unde p și q sînt numere întregi, pozitive sau negative.

Componentele utile sînt cele pentru care $p = 1$, $q = 0$ și $p = 0$, $q = 1$.

Armonicele lui ω_1, sînt cele pentru care $p > 1$, $q = 0$.

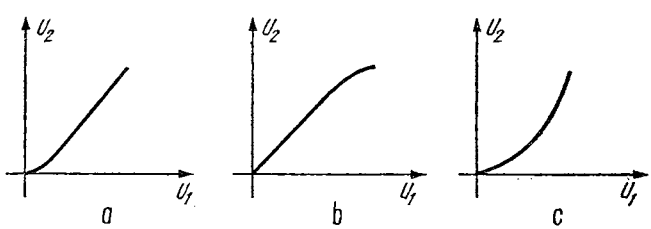


Fig. 11.1. Tipuri de neliniarități ale caracteristicilor de transfer:
a — neliniaritate în porțiunea incipientă a caracteristicii; *b* — neliniaritate în porțiunea finală a caracteristicii; *c* — neliniaritate de-a lungul întregii caracteristici.

Armonicele lui ω_2 sînt cele pentru care $p = 0$, $q > 1$.

Componentele continue (redresate) sînt cele pentru care $p = q = 0$.

Componentele pentru care $p \neq 0$, $q \neq 0$, reprezintă produsele de intermodulație.

Evident, combinarea acestor componente în semnalul complex de la ieșire, face ca forma acestuia să difere de a celui de la intrare care a fost astfel distorsionat.

Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate se poate face în mai multe moduri:

- se măsoară amplitudinile armonicilor individuale;
- se măsoară amplitudinile produselor de intermodulație;
- se raportează puterea totală datorită armonicilor la puterea datorită fundamentalei, sau semnalului total;
- se măsoară puterea dată într-o anumită bandă de frecvențe de către semnalele din alte benzi.

În funcție de destinația sistemului măsurat se utilizează una sau alta din aceste evaluări ale gradului de distorsiune. Ele au condus la elaborarea a diferite tipuri de aparate.

Analizoarele de frecvență permit măsurarea separată a amplitudinilor componentelor unui semnal, cu ajutorul unor detectori selectivi.

Distorsiometrele permit măsurarea puterii tuturor componentelor armonice prin rejectarea fundamentalei. Ambele tipuri de aparate vor fi descrise în paragrafele următoare.

Forma caracteristicilor de frecvență și de fază a unui cvadripol poate introduce de asemenea distorsiuni în transmiterea semnalului.

Distorsiunile de frecvență se datoresc atenuării frecvențelor înalte și joase (figura 11.2). Datorită atenuării frecvențelor înalte, amplitudinile diverselor armonice prezente în semnalul de intrare nu se mai regăsesc multiplicate cu același coeficient în semnalul de la ieșire.

Distorsiunile de fază se datoresc neliniarității caracteristicii de fază a sistemului (fig. 11.3) ceea ce face ca componentele de diverse frecvențe să sufere defazaje neproporționale cu frecvența.

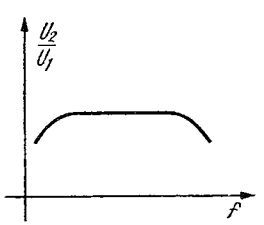


Fig. 11.2. Caracteristica de frecvență a unui cvadripol.

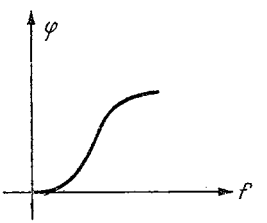


Fig. 11.3. Caracteristica de fază a unui cvadripol.

În multe cazuri practice, problema distorsiunilor de fază nu intervine, sau mai bine zis, nu interesează, ca spre exemplu, în circuitele de audiofrecvență. În alte cazuri, ca în sistemele de reglaj automat sau în televiziune, problema este deosebit de importantă și trebuie cunoscută caracteristica de fază a sistemului.

Ambele tipuri de distorsiuni se măsoară ridicînd caracteristicile de frecvență, respectiv de fază ale sistemului, prin metodele ce vor fi descrise în paragrafele următoare.

11.1. MĂSURAREA DISTORSIUNILOR DE NELINIARITATE

11.1.1. MĂSURAREA NELINIARITĂȚII SISTEMELOR CU AJUTORUL ANALIZOARELOR

Există două reprezentări posibile ale unui semnal electric: în domeniul timp și în domeniul frecvență. Prima ne dă variația amplitudinii semnalului în funcție de timp, cea de a doua furnizează amplitudinile și fazele armonicelor de diverse frecvențe care intră în componența semnalului. Aceste două reprezentări sînt legate între ele prin transformata Fourier.

Semnalele cu care se lucrează și pe care le studiem în electronică sînt reprezentate prin funcții cărora li se poate aplica transformata Fourier.

Măsurările din domeniul timp pun în evidență cele trei caracteristici de bază ale unui semnal, amplitudinea, frecvența și faza precum și (în cazul semnalelor modulate) legea de variație a acestor mărimi în timp. În unele cazuri, modul de variație a semnalului în timp poate fi exprimat printr-o funcție matematică simplă (sinusoidală de ex.) alteori, în cazul semnalelor de formă specială el este descris pe porțiuni, prin diferite caracteristici (timp de creștere, de cădere, palier, în cazul impulsurilor). Osciloscopul este aparatul care permite vizualizarea formei semnalelor în funcție de timp.

Măsurările din domeniul frecvență pun în evidență amplitudinile, frecvențele și fazele diferitelor componente armonice. În figura 11.4 se poate urmări corespondența dintre cele două tipuri de reprezentări.

Ceea ce interesează este distribuție puterii în spectrul de frecvență al semnalului sau „densitatea spectrală de putere".

Densitatea spectrală de putere este dată de expresia

$$S(f_0)\,\mathrm{d}f = \mathrm{d}f\left(\frac{\mathrm{d}P(f)}{\mathrm{d}f}\right)_{f=f_0}.$$

Ca și în cazul densității de probabilitate, densitatea de putere nu ne este accesibilă direct. Ceea ce se poate măsura este puterea medie într-o bandă B_f. Această valoare măsurată, se apropie cu atît mai mult de densitatea de putere, cu cît lărgimea de bandă B_f este mai mică. Pentru un semnal $f(t)$ limitat la o bandă B_f centrată pe frecvența f_0, puterea medie are expresia

$$P(f_0,\ B_f) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T |fB_f|\,(t)^2\mathrm{d}t$$

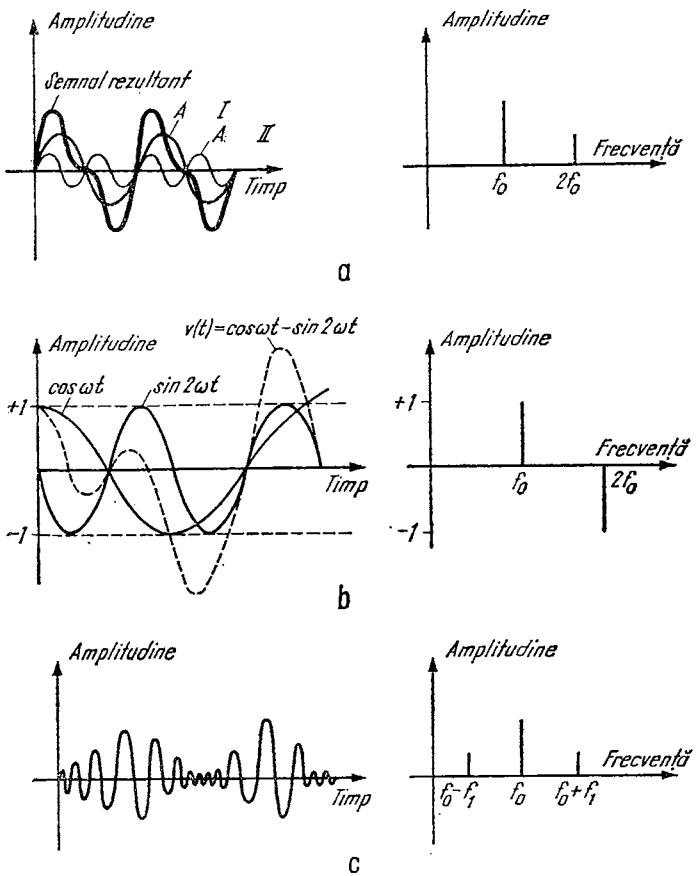


Fig. 11.4. Corespondența dintre reprezentările unui semnal în domeniul timp și domeniul frecvență:

a — semnal complex format din două armonici în fază; *b* — semnal complex format din două armonici în antifază; *c* — semnal modulat în amplitudine.

Schema bloc (fig. 11.5) a unui sistem care permite măsurarea acestei puteri conține un filtru trece bandă, avînd frecvența centrală f_0 și banda de trecere B_f și un detector pătratic care furnizează la ieșire un semnal proporțional cu valoarea medie a pătratului semnalului de la ieșirea filtrului. Detectorul constă deci dintr-un bloc de ridicare la pătrat și dintr-un sistem de mediere prin integrare. Cu cît timpul de mediere T este mai mare, cu atît evaluarea

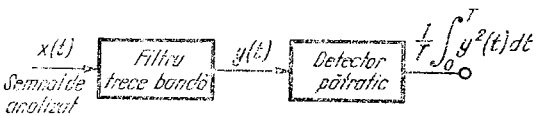


Fig. 11.5. Schema bloc a unui sistem pentru măsurarea densității spectrale de putere.

este mai corectă. Se va vedea că acest timp este legat de banda B_f a filtrului, produsul $B_f T$ fiind un criteriu de performanță a măsurării.

Analizoarele de spectru funcționează conform schemei de principiu din figura 11.5. Ele diferă prin modul în care se realizează — din punct de vedere tehnic — filtrarea semnalului, adică separarea componentelor armonice, și detecția pătratică.

Problema filtrării semnalului se poate rezolva în diverse moduri.

Analizoarele în timp real (sau cu filtre în paralel) folosesc un sistem de n filtre, acordate pe diferite frecvențe, care extrag *simultan* cele n componente armonice ale semnalului complex, le detectează și le prezintă (simultan) la ieșire.

Analizoarele seriale sau cu baleiere folosesc un singur filtru care lasă să treacă succesiv fiecare componentă a semnalului. Aceasta se poate realiza acordînd succesiv filtrul (manual sau automat) pe diferitele frecvențe ale componentelor sau, heterodinînd semnalul de analizat cu ajutorul unui oscilator local de frecvență variabilă (manual sau automat) și aplicînd semnalul rezultant la intrarea unui filtru de frecvență fixă. Diferitele componente sînt analizate succesiv, în timp. Acest timp de analizor se realizează cu simplă sau dublă heterodinare.

Analizoarele cu filtru dispersiv utilizează un singur filtru, de bandă largă, care are însă proprietatea de a întîrzia diferit, componentele de diferite frecvențe din banda de trecere, ceea ce face ca ele să apară decalate — în timp — la ieșire.

Din punct de vedere a realizării detectorului pătratic, acesta poate fi de tip analogic sau numeric. Cel analogic poate fi realizat într-una din variantele prezentate în figura 11.6. În varianta din fig. 11.6, *a*, ridicarea la pătrat precede medierea. În schema din fig. 11.6, *b*, medierea se efectuează asupra unui semnal liniar (și nu ridicat la pătrat ca în *a*), ceea ce implică o gamă

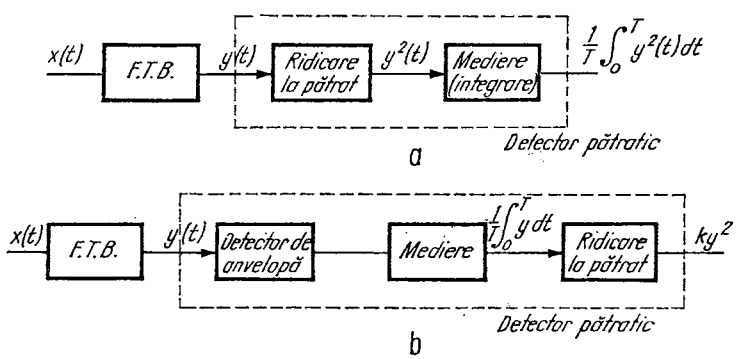


Fig. 11.6. Diferite moduri de a realiza detectorul pătratic:
a — ridicarea la pătrat precede medierea; *b* — medierea precede ridicarea la pătrat.

dinamică mai restrînsă. Semnalul de la ieșirea ambelor detectoare este proporțional cu puterea semnalului în banda considerată, dar cu constante de proporționalitate diferite, lucru de care trebuie să se țină seama la etalonarea instrumentului.

Analizoarele cu compresie de timp combină tehnica heterodinării semnalului de analizat, deci a unui singur filtru, cu un sistem de „comprimare" a timpului bazat pe eșantionare, trunchiere și memorizare, ceea ce conduce la importante avantaje din punct de vedere a vitezei și preciziei de măsurare.

În ultimul timp, datorită dezvoltării tehnicii numerice, s-au pus la punct algoritme rapide de calcul a transformatei Fourier, ceea ce a dus la crearea unui nou tip de analizor, așa-numitul analizor de spectru prin corelație, format dintr-un transformator Fourier și un corelator.

Analizorul de spectru prin corelație este format dintr-un corelator, capabil să calculeze funcția de corelație a două semnale sau funcția de autocorelație a unui semnal, și dintr-un bloc de calcul a transformatei Fourier. Introducînd la intrarea sistemului funcția $f(t)$, la ieșire se obține funcția densității spectrale, conform teoremei Wiener-Hincin care arată că densitatea spectrală este transformata Fourier a funcției de autocorelație.

În cele ce urmează se vor prezenta în detaliu diversele tipuri de analizoare menționate mai sus.

Analizoare în timp real (cu filtre în paralel)

În sistemul din figura 11.7, semnalul de analizat este aplicat la intrarea a K filtre trece bandă dispuse în paralel. Fiecare filtru are o bandă B_f, în jurul unei frecvențe proprii. Pentru acoperirea unei benzi totale $B = KB_f$ sînt deci necesare K asemenea filtre (fig. 11.8). Un asemenea sistem furnizează deci K puncte pentru evaluarea densității spectrale de putere a semnalului. Principalul avantaj al acestui sistem este rapiditatea efectuării analizei semnalului, toate componentele sale fiind extrase simultan. Timpul de analiză este egal cu T, perioada de mediere a detectorului care, conform teoremei

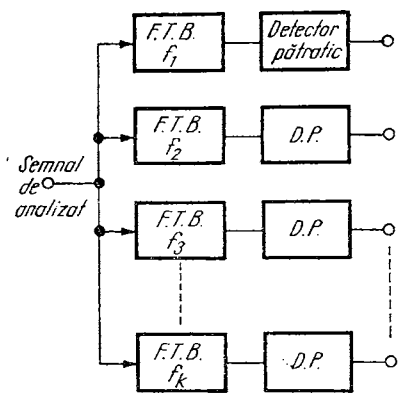


Fig. 11.7. Schema bloc a analizorului cu filtre în paralel.

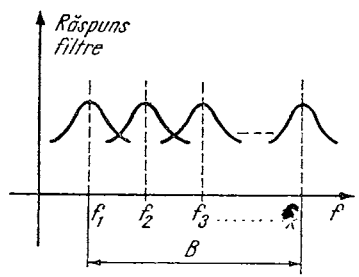


Fig. 11.8. Răspunsul celor K filtre în banda B.

eșantionării poate avea valoarea minimă $\frac{1}{B_f}$. (În general, pentru a avea efectiv o mediere, acest timp se ia egal cu un multiplu de $1/B_f$.)

Dezavantajul analizorului cu filtre în paralel constă în complexitatea sistemului de detecție și afișare care urmează după separarea componentelor.

O soluție ar fi să se utilizeze un număr K de detectoare urmate de un număr egal de instrumente de măsură. Soluția nefiind deloc practică, se preferă a se lua eșantioane de la ieșirea detectoarelor, cu ajutorul unui sistem secvențial, de viteză ridicată, și să se aducă semnalul respectiv pe plăcile de deflexie verticală ale unui osciloscop. Dacă pe plăcile de deflexie orizontală se aplică

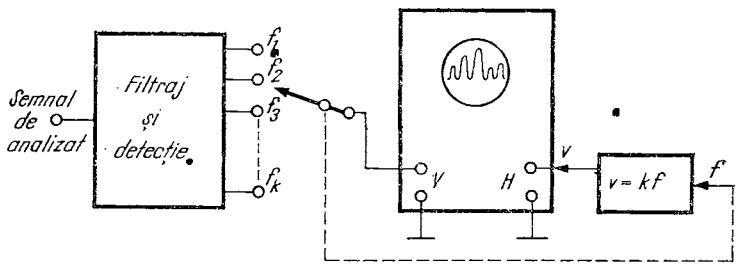


Fig. 11.9. Analizor cu filtre în paralel și sistem secvențial de culegere a datelor după detecție.

o tensiune proporțională cu frecvența filtrului testat, pe ecran vor apare amplitudinile componentelor semnalului analizat (fig. 11.9).

În analizoarele moderne de acest tip, se preferă a se efectua eșantionarea semnalului înaintea detecției și a se efectua apoi o detecție numerică. Se evită în felul acesta limitările inerente detectoarelor analogice: dinamică restrînsă, timp de integrare indefinit, precizie limitată. Analizorul (GR 1921) realizat pe acest principiu, are schema bloc din figura 11.10. După o amplificare

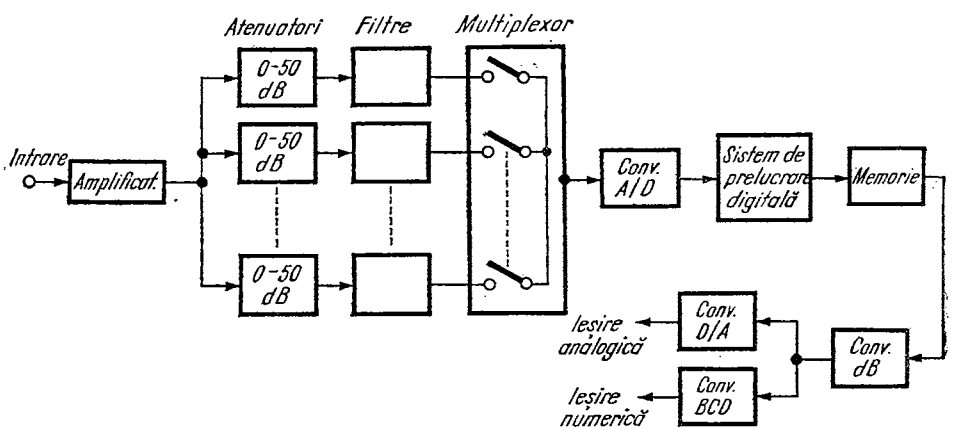


Fig. 11.10. Analizor cu filtre în paralel și culegere secvențială a datelor înaintea detecției.

prealabilă, semnalul de intrare este aplicat unui număr de canale de atenuare și filtrare. Ieșirile lor sînt culese secvențial cu ajutorul unui sistem de multiplexare care aplică aceste eșantioane, succesiv, la intrarea convertorului analog — digital ce transformă aceste semnale în numere binare. Se calculează media pătratică a acestor numere (pe mai multe intervale de integrare) care

se înregistrează în memorie. Informația se poate prezenta la ieșirea sub formă analogică sau numerică. Aparatul conține 45 de canale putînd acoperi domeniul de la 3 Hz la 80 KHz. Filtrele utilizate nu au bandă constantă ci selectivitate constantă, adică banda crește proporțional cu frecvența de acord a filtrului (Q = ct). Dinamica este foarte mare, asigurînd un raport de 70 dB între amplitudinile diferitelor componente. Timpul de integrare este variabil și etalonat, între 1/8 și 32 sec.

Analizoarele cu filtre în paralel se construiesc în special pentru domenii restrînse de frecvență deoarece pentru spectre largi și utilizînd filtre cît mai selective (pentru o bună rezoluție) numărul acestora devine prohibitiv.

Analizoare seriale cu filtru acordabil

Utilizează un singur filtru care este acordat succesiv pe frecvențele diferitelor componente. În schema bloc din figura 11.11 aceasta se realizează automat cu ajutorul unui generator de tensiune în dinți de fierăstrău, care comandă atît deplasarea pe orizontală a spotului cît și frecvența de acord a filtrului. Semnalul ce trece prin filtru este detectat, amplificat și aplicat apoi plăcilor de deflexie verticală a unui osciloscop. Pe ecranul acestuia apare spectrul de frecvență al semnalului. Datorită dificultăților practice legate de realizarea unor filtre cu acord variabil electronic, sistemul prezintă doar un interes de principiu, fiind înlocuit de analizoarele cu heterodinare.

Analizorul heterodină

Funcționează ca și cel precedent tot pe principiul extragerii *succesive* a componentelor unui semnal, dar de data aceasta filtrul este acordat pe o frecvență fixă iar spectrul semnalului este explorat cu ajutorul unui oscilator auxiliar și a unui etaj de amestec (fig. 11.12). Tensiunea în dinți de fierăstrău, comandă atît deplasarea spotului pe orizontală cît și frecvența oscilatorului local, f_0. Tensiunea acestuia se amestecă, într-un etaj cu caracteristică pătratică, cu

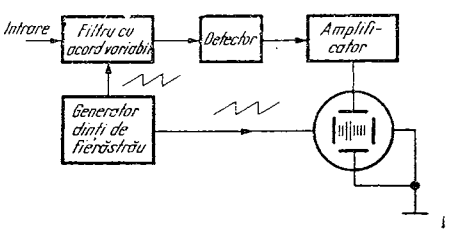


Fig. 11.11. Schema bloc a analizorului cu filtru acordabil.

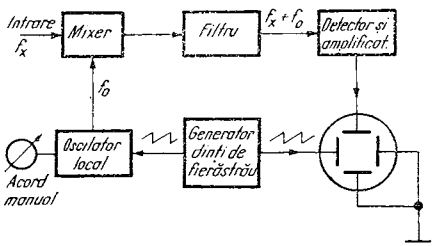


Fig. 11.12. Schema bloc a analizorului heterodină.

aceea a semnalului de analizat iar la ieșirea din mixer se obțin diverse combinații de frecvențe, din care una, de ex. $f_0 + f_x$, este selectată de filtru și transmisă mai departe. Dacă frecvența oscilatorului local variază, se vor produce interferențe succesive cu diferitele armonici ale semnalului de analizat care vor trece astfel succesiv prin filtru, putînd fi măsurate la ieșire (dacă amplitudinea oscilatorului local este constantă). Domeniul de frecvențe baleiat de osci-

latorul local este determinat de amplitudinea tensiunii în dinți de fierăstrău iar frecvența în jurul căreia se face baleierea se fixează manual. Uneori aceste două operații — acord și baleiere — se separă, fiind efectuate de două oscilatoare diferite, ca în figura 11.13, ceea ce simplifică realizarea oscilatorului

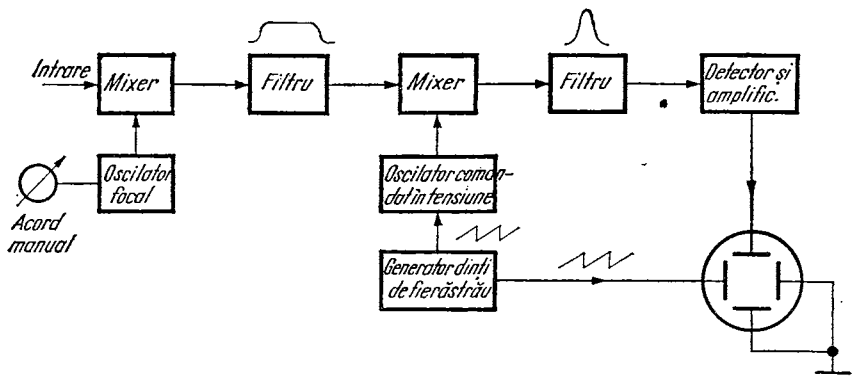


Fig. 11.13. Analizor heterodină cu dublă heterodinare.

comandat în tensiune dar limitează banda explorată, la aceea a primului filtru.

Principala limitare a acestor tipuri de analizoare o constituie interdependența dintre viteza de baleiere și rezoluția măsurării. Desigur, atît din punctul de vedere al unui timp de măsurare cît mai scurt cît și pentru a nu pierde anumite fenomene tranzitorii în cazul semnalelor cu spectru variabil în timp, ar fi de dorit ca explorarea spectrului semnalului să se facă cît mai repede. Dar o viteză de baleiere ridicată implică o bandă mai mare a filtrului ceea ce duce la scăderea rezoluției. Pentru a clarifica lucrurile, să presupunem că frecvența oscilatorului local variază nu continuu, ci în trepte, ca în diagrama din figura 11.14. Fiecare valoare a frecvenței se menține un timp T, în care are loc amestecul, filtrarea, detecția și afișarea componentei corespunzătoare din spectrul semnalului de analizat. Conform teoremei eșantionării, acest timp nu poate fi mai mic decît $1/B_f$ unde B_f este banda filtrului. Rezultă că pentru a fișa K componente este necesar un timp minim egal cu K/B_f iar micșorarea sa nu se poate face decît mărind banda B_f, adică micșorînd rezoluția aparatului.

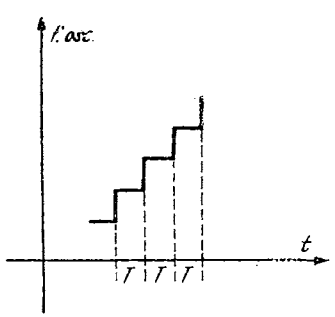


Fig. 11.14. Variația în trepte a frecvenței oscilatorului local.

Recent, s-au găsit soluții pentru a realiza viteze de măsurare mici (comparabile cu acelea ale analizorului cu filtre în paralel) utilizînd totuși un singur filtru. Acestea sînt analizoarele cu filtru dispersiv și cele cu compresie de timp.

Analizorul cu filtru dispersiv

Are o schemă similară cu cele din figura 11.5, cu diferența că filtrul de bandă îngustă este înlocuit cu un filtru dispersiv de bandă largă care are proprietatea de a întîrzia diferit, componentele de diferite frecvențe ce i se aplică la intrare. Aplicînd la intrarea sa un semnal complex format din componente de diferite frecvențe, acestea vor apare la ieșire decalate în timp și vor putea fi măsurate separat.

Filtrele dispersive fiind greu de realizat, analizoarele de acest tip sînt destinate unor scopuri speciale.

Analizor cu compresie de timp

Acesta utilizează tehnica numerică pentru a permite analiza, cu un singur filtru, a unui semnal, într-un timp comparabil cu a analizorului în timp real. Principiul de funcționare al aparatului constă în a memora informația asupra unei părți a semnalului (N eșantioane numerice pe o durată T) și a extrage apoi această informație pentru a fi prelucrată (filtrare, detecție) cu o viteză mult mai mare decît cea de înregistrare. Operația se repetă de un număr K de ori, variind de fiecare dată frecvența de filtrare.

Fie semnalul din figura 11.15. La momentul T_1 sistemul are înregistrată în memorie informația privitoare la desfășurarea semnalului în cele T secunde precedente. Într-un timp T_a mult mai mic decît T, sistemul este capabil de a prelucra această informație pentru extragerea componentei de frecvență f_1. La sfîrșitul acestei prelucrări sîntem la momentul T_2. În acest moment, memoria sistemului conține din nou informația din ultimile T secunde de desfășurare a semnalului. Informația din acest nou interval este prelucrată (tot în T_a secunde) pentru extragerea componentei de frecvență f_2. Procesul se repetă, memoria fiind mereu încărcată cu informații recente pînă cînd se extrag cele K compone ntedorite. Timpul total de analiză este KT_a. Dacă $KT_a = T$, timpul de analiză este egal cu timpul T de culegere a datelor deci sistemul lucrează în timp real cu un singur filtru.

Un inconvenient al acestui sistem este acela că, datorită compresiei, ritmul în care eșantioanele lui f (t) intră în memorie este mult mai mic (de 500 ori cel puțin) decît cel cu care ele sînt extrase pentru prelucrarea rapidă. Aceasta limitează lărgimea de bandă a semnalelor analizate (50 KHz aproximativ).

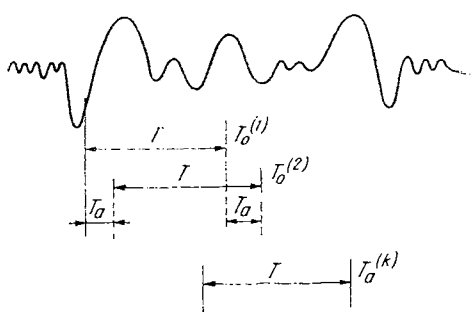


Fig. 11.15. Funcționarea în timp a unui analizor cu compresie de timp.

Schema bloc a unui analizor cu compresie de timp (SAICOR-52) este dată în figura 11.16. Sistemul poate fi împărțit în trei secțiuni: compresorul de timp, analizorul heterodină și mediatorul (integratorul) numeric. Semnalul de intrare trece printr-un filtru care limitează banda sa de frecvențe la domeniul dorit (se pot alege nouă asemenea domenii). Din acest semnal se ia un număr de eșantioane (numerice), ce sînt înregistrate, în ordine cronologică, în registrul de deplasare cu rol de memorie. Viteza de eșantionare și

deci volumul datelor înregistrate sînt ajustate automat astfel încît să corespundă benzii alese, conform teoremei eșantionării (un semnal de bandă B este redat complet prin B eșantioane pe secundă).

Datele înregistrate în memorie (și care sînt în permanență înnoite, pe măsură ce s-a efectuat prelucrarea celor precedente) sînt extrase cu o viteză

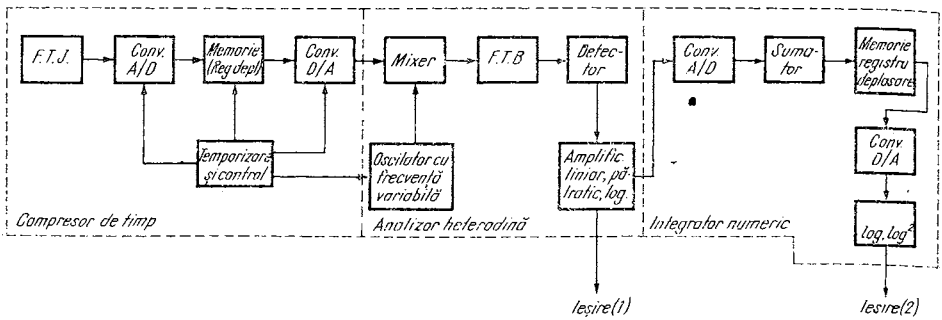


Fig. 11.16. Schema bloc a unui analizor cu compresie de timp.

mult mai mare decît cea de înregistrare. Este ca și cum, o bandă magnetică înregistrată la o anumită viteză este citită la o viteză mult mai mare. Aceasta are drept efect, în cazul sistemului nostru, că un semnal cu o anumită variație în timp real, în intervalul T, să se regăsească la ieșirea sistemului de compresie (deci după trecerea prin convertorul D/A), avînd aceeași variație ca și semnalul original, dar în intervalul T_a. El a suferit deci o compresie de timp cu un factor T/T_a (fig. 11.17).

Sub această formă, semnalul este prezentat la intrarea analizorului propriu-zis, de tip heterodină. El este mixat cu semnalul de frecvență variabilă al oscilatorului comandat în tensiune, apoi este filtrat și detectat. Ieșirea detectorului, care reprezintă rezultatul analizei Fourier a semnalului, este accesibilă direct (ieșirea 1) sau poate fi aplicată unui integrator numeric. În acest ultim caz, informația este convertită sub formă numerică și înregistrată în registrul de deplasare al integratorului, în compartimente corespunzătoare fiecărei frecvențe analizate. Fiecare nou coeficient spectral este adăugat la cel precedent, în compartimentul respectiv, pentru efectuarea medierii pe perioada dorită.

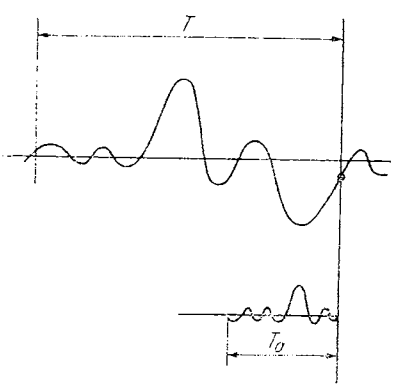


Fig. 11.17. Comprimarea semnalului în timp.

Pentru a avea o idee asupra micșorării timpului de analiză cu un astfel de sistem să considerăm un semnal cu o bandă de 200 Hz pe care dorim să-l analizăm cu o rezoluție de 1 Hz. Utilizînd un analizor heterodină obișnuit, o analiză completă s-ar face în 200 de secunde. Utilizînd principiul compresiei de timp, dacă timpul de prelucrare a datelor pentru extragerea unei singure

frecvențe este $T_a = 200$ μs, atunci timpul total pentru extragerea celor $K = 200$ de componențe este $KT_a = 200 \times 200 \cdot 10^{-6} = 40$ ms. Timpul de analiză s-a micșorat de 5 000 de ori.

Analizor de spectru prin corelație

Metodele de corelație servesc la compararea a două semnale, pentru observarea similitudinii dintre ele, sau a unui semnal cu el însuși pentru a detecta anumite regularități.

Funcția de intercorelație a două semnale $x(t)$ și $y(t)$ se definește prin

$$R_{xy(\tau)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)\, y(t+\tau)\, dt$$

sau

$$R_{yx(\tau)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} y(t)\, x(t+\tau) dt$$

în care τ este decalajul dintre cele două funcții.

Funcția de autocorelație a unui semnal x(t) se definește prin

$$R_{x(\tau)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)\, x(t+\tau) dt.$$

Schema bloc a unui sistem capabil de a calcula aceste funcții se dă în figura 11.18. El se compune dintr-un bloc de întîrziere (reglabilă), un multiplicator și un bloc de integrare sau mediere. Ieșirea este proporțională cu funcțiile

$$\frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, y(t+\tau) dt \text{ în cazul intercorelației}$$

și

$$\frac{1}{T} \int x(t)\, x(t+\tau)\, dt \quad \text{în cazul autocorelației.}$$

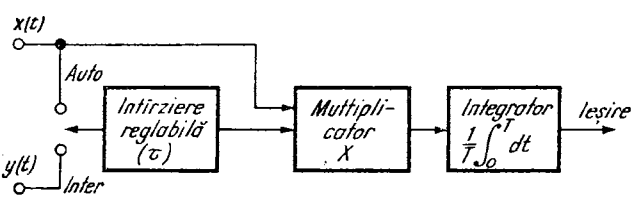


Fig. 11.18. Schema bloc a unui corelator.

Aceste operații se pot realiza fie cu blocuri analogice, fie, mai recent, prin tehnici numerice ce folosesc eșantionarea semnalului și relațiile discrete corespunzătoare funcțiilor de mai sus

$$R_{x(r)} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} x_k x_{k+r} \text{ — autocorelație}$$

$$R_{xy(r)} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} x_k y_{k+r} \text{ — intercorelație,}$$

în care N reprezintă numărul de eșantioane și r decalajul.

Conform teoremei lui Wiener-Hincin, transformata Fourier a funcției de inter sau auto-corelație, reprezintă tocmai densitatea spectrală de putere (interspectrală în cazul intercorelației)

$$S_{xx}(f) = F(R_{x(\tau)}(t)$$

$$F(R_{x(\tau)}(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{x(\tau)}\, e^{-j\omega t}\, dt = r(f)$$

$$R_e(r(f)) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(t) \cos \omega t \, dt,$$

$$I_m(r(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(t) \sin \omega t \, dt.$$

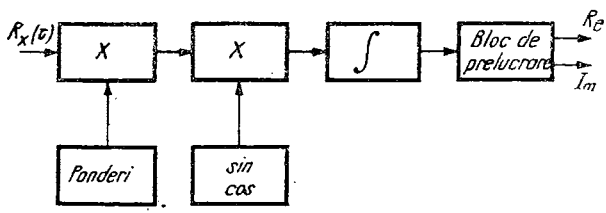


Fig. 11.19. Schema bloc a unui transformator Fourier.

Sistemul de calcul numeric al acestei transformate, așa-numitul transformator Fourier funcționează conform schemei bloc din figura 11.19. El se compune dintr-o memorie în care se înregistrează datele numerice privind funcția de corelație (auto sau inter) calculată de corelator. Într-o altă memorie sînt înregistrate, odată pentru totdeauna, n puncte corespunzătoare funcțiilor cosinus și sinus. Sistemul mai conține un multiplicator numeric format din sumatori liniari cu circuite integrate, un integrator cu circuite basculante bistabile integrate, un bloc pentru generarea unei funcții de pondere, necesară în cazul spectrelor largi cu vîrfuri ascuțite, și care duce la netezirea spectrului.

Ansamblul corelator — transformator Fourier (fig. 11.20), permite obținerea părții reale și imaginare a spectrului de putere, precum și a modulului



Fig. 11.20. Schema bloc a unui analizor de spectru prin colerație.

și a fazei transformatei Fourier. Întrucît corelatorii actuali pot prelucra semnale pînă la cîțiva zeci de MHz, analizorul respectiv acoperă gama de la 0 — zeci MHz, funcționînd în timp real.

11.1.2. MĂSURAREA NELINIARITĂȚII SISTEMELOR CU AJUTORUL DISTORSIOMETRELOR

Așa cum s-a menționat la începutul acestui capitol, un mod de evaluare a gradului de distorsiune a unui semnal (și deci a neliniarității sistemului prin care acesta a trecut) constă în a raporta tensiunea (sau puterea) totală a armonicelor, fie la aceea a fundamentalei fie la aceea a semnalului total.

$$\delta_1 = \text{gradul de distorsiune} = \frac{\text{valoarea efectivă a armonicilor}}{\text{valoarea efectivă a fundamentalei}} =$$

$$= \frac{\left(\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2\right)^{1/2}}{V_1}$$

sau

$$\delta_2 = \frac{\text{valoarea efectivă a armonicilor}}{\text{valoarea efectivă a semnalului total}} = \frac{\left(\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2\right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^{\infty} V_i^2\right)^{1/2}}.$$

Evident, aceasta presupune că la intrarea sistemului testat se aplică un semnal pur, nedistorsionat, de forma

$$v_1 = V \sin \omega t$$

iar la ieșire rezultă un semnal de forma:

$$v_2 = aV \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} V_n \sin (n\omega t + \varphi_n)$$

în care a reprezintă coeficientul de transfer al sistemului (de obicei o amplificare) iar V_n, $n\omega$ și φ_n amplitudinea, pulsația, respectiv faza armonicei, de rang n.

Conform uneia din definițiile de mai sus, distorsiunile introduse de amplificator au expresia

$$\delta_a = \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2\right)^{1/2}}{aV}$$

Dacă la intrare se aplică însă un semnal distorsionat, de forma

$$v_1 = V \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} V_n' \sin (n\omega t + \varphi_n')$$

avînd deci un grad de distorsiune

$$\delta_s = \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} V_n'^2\right)^{1/2}}{V}$$

la ieșirea din amplificator, în ipoteza că toți V_n' sînt mici adică la rîndul lor nu introduc distorsiuni, se va obține

$$v_2' = aV \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} V_n \sin (n\omega t + \varphi_n) + \sum_{n=2}^{\infty} a_n V_n' \sin (n\omega t + \varphi_n'')$$

în care a_n și φ_n sînt respectiv amplificarea și defazajul introduse de amplificator pentru armonica n. Evaluarea distorsiunilor implică cunoașterea exactă a acestor valori.

În ipoteza simplificatoare a unei amplificări și a unui defazaj constant, $a_n = a$ și $\varphi_n'' = \varphi_n = \varphi$, gradul de distorsiuni măsurat va fi

$$\delta_m = \frac{\sqrt{\Sigma (V_n + aV_n')^2}}{aV}$$

Ridicînd la pătrat relația de mai sus, avem succesiv

$$\delta_m^2 = \frac{\Sigma V_n^2}{a^2 V^2} + \frac{\Sigma V_n'^2}{V^2} + 2\frac{\Sigma V_n V_n'}{aV^2}$$

sau

$$\delta_m^2 > \delta_a^2 + \delta_s^2.$$

Concluzia este că pătratul distorsiunilor măsurate este mai mare decît suma pătratelor distorsiunilor amplificatorului și ale semnalului. Valoarea lui δ_a nu poate fi calculată exact pe baza lui δ_m și δ_s. De aceea, la încercarea amplificatoarelor, trebuie să se utilizeze semnale cu un grad de distorsiune cît mai redus.

Distorsiometrele curente măsoară gradul de distorsiune al unui semnal pe baza celei de a doua definiții date mai sus. Dealtfel se poate arăta ușor că cele două definiții coincid dacă distorsiunile sînt mici. Avem succesiv

$$\frac{1}{\delta_2^2} = 1 + \frac{1}{\delta_1^2} \quad \text{deci} \quad \delta_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_1^2}}.$$

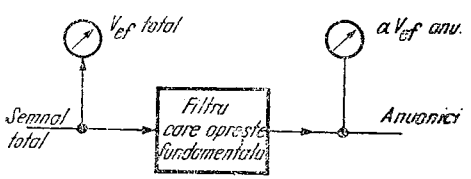


Fig. 11.21. Schema de principiu a distorsiometrului cu filtru.

Dacă $\delta_1^2 \ll 1$, avem $\delta_2 \approx \delta_1$.

Dacă $\delta_1 < 0{,}3$ egalitatea de mai sus conduce la o eroare mai mică de 1,5%.

Distorsiometre cu filtru

Pentru a măsura gradul de distorsiuni de neliniaritate al unui semnal, este necesară separarea armonicilor din întregul semnal, ca în figura 11.21.

Pentru aceasta trebuie să se dispună de un filtru care să oprească, în mod complet, fundamentala, dar care să lase să treacă toate armonicile în mod egal. Evident, acest fapt nu este posibil decît cu anumite toleranțe. Din acest punct de vedere se deosebesc distorsiometre care folosesc diverse tipuri de filtre. Astfel, unele folosesc filtrele tip trece-sus, care opresc complet funda-

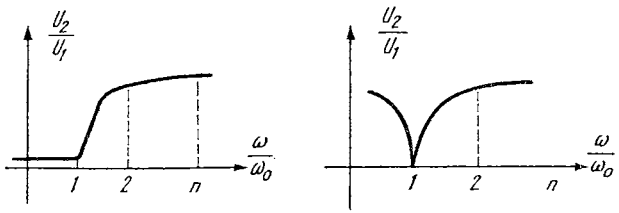


Fig. 11.22. Tipuri de caracteristici ale filtrelor folosite în distorsiometre:
a — filtru trece sus; *b* — filtru oprește banda.

mentala, dar și toate celelalte frecvențe mai mici, printre care în special zgomotul provocat de redresor. Caracteristica acestui tip de filtru este reprezentată în figura 11.22, *a*. Alte tipuri de filtre, de exemplu filtrul oprește-bandă oprește strict numai fundamentala, deci lasă să treacă zgomotul provocat de redresor. Caracteristica tipică a unui asemenea filtru este reprezentată în figura 11.22, *b*. Filtrele din prima categorie sînt mai eficace dar prezintă dezavantajul de a lucra, în general, pe o singură frecvență de tăiere. Filtrele din a doua categorie prezintă dezavantajul de a lăsa să treacă anumite zgomote, dar prezintă avantajul că pot să-și varieze, între anumite limite, frecvența pe care o suprimă.

În ce privește constanța frecvenței generatorului cu care se lucrează pentru măsurarea distorsiunilor, se poate afirma că, la distorsiometrele cu filtru trece-sus, este necesară o stabilitate de frecvență mai mică. În adevăr, după cum rezultă și din figura 11.23, datorită caracteristicii de frecvență a filtrului, o mică variație a frecvenței fundamentale nu modifică substanțial

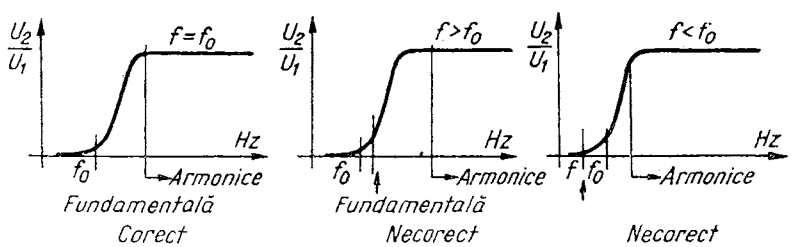


Fig. 11.23. Influența instabilității frecvenței semnalului în cazul distorsiometrelor cu filtru trece sus.

situația, armonicile continuînd să treacă, iar fundamentala fiind și mai departe oprită. La distorsiometrele cu filtru oprește-bandă lucrurile stau, însă, mult mai prost: o mică variație a frecvenței fundamentale face ca prin filtru să treacă și frecvența fundamentală, deci se comite o eroare mare, apărînd

un grad de distorsiune mare (fig. 11.24). Rezultă, deci, că ar fi de dorit ca filtrul să nu fie prea selectiv, spre a se evita aceste erori. Dar, pe de altă parte, acest fapt nu este admisibil, deoarece un filtru neselectiv atrage după sine atenuarea armonicii a doua în condiții de lucru normale. Rezultă de aici

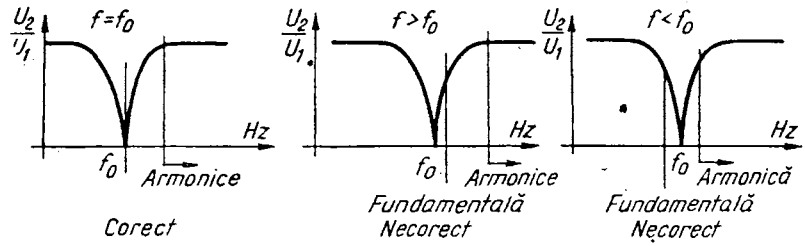


Fig. 11.24. Influența instabilității frecvenței semnalului în cazul distorsiometrelor cu filtru oprește bandă.

că, la distorsiometrele cu filtru oprește-bandă, trebuie să se utilizeze numai generatoare cu stabilitate bună.

În esență, schema unui distorsiometru se prezintă ca în figura 11.21. Voltmetrul de la intrare măsoară valoarea efectivă a întregului semnal $V_1 = V_{ef\,tot}$. Al doilea voltmetru măsoară numai valoarea efectivă a armonicilor $V_2 = \alpha V_{ef\,arm}$, în care α este atenuarea pe care o introduce filtrul pentru armonicile respective. Rezultă imediat că

$$\delta = \frac{V_2}{\alpha V_1}.$$

Cunoscîndu-se deci, cele două tensiuni, precum și atenuarea introdusă de filtru, se poate calcula gradul de distorsiuni al undei respective.

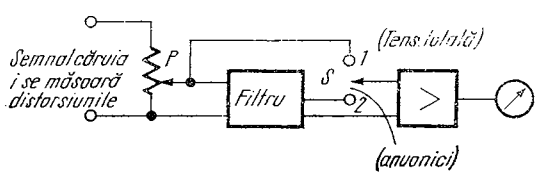


Fig. 11.25. Schema bloc a distorsiometrului cu citire directă.

Acest mod de a se proceda este, însă, incomod în practică. Pentru aceasta, au fost imaginate diverse tipuri de distorsiometre, la care se evită efectuarea unui raport.

Un tip curent de distorsiometru este acela care se realizează conform schemei de principiu reprezentate în figura 11.25. Se lucrează tot în două etape. În prima etapă se trece comutatorul S în poziția 1 și cu potențiometrul P se aduce nivelul de la intrare la o valoare fixă, indicată pe scara voltmetrului (se aduce acul indicator în dreptul unui reper fix). În modul acesta se obține

$$V_{ef\,tot} = \text{constant}.$$

Se trece, apoi, comutatorul în poziția 2 și se citește la voltmetru valoarea tensiunii

$$V_2 = \alpha V_{ef\ arm} = \alpha\delta V_{ef\ tot}.$$

Întrucît tensiunea efectivă totală are totdeauna aceeași valoare, înseamnă că

$$V_2 = K\delta,$$

K fiind o constantă. Se poate grada, deci, aparatul milivoltmetrului direct în valori ale gradului de distorsiuni. Milivoltmetrul trebuie să măsoare valori efective.

Distorsiometre cu acord automat

Distorsiometrul cu citire directă are posibilitatea acordării automate a circuitului selectiv pentru rejecția fundamentalei.

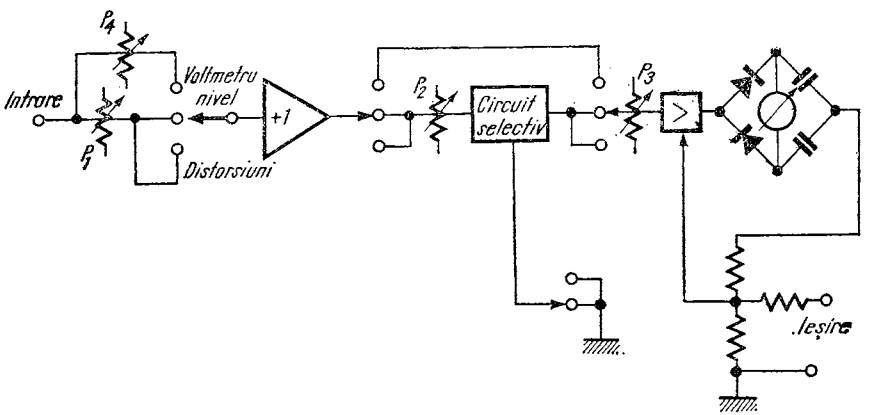


Fig. 11.26. Schema bloc a distorsiometrului cu acord automat (HP).

Distorsiometrul Hewlett-Packard-334 A, a cărui schemă bloc se dă în figura 11.26, funcționează pe acest principiu. El permite măsurarea distorsiunilor semnalelor avînd fundamentala cuprinsă între 5 Hz și 600 kHz, scara cea mai sensibilă fiind de 0,1%.

Circuitul de acord automat (fig. 11.27) este format dintr-o punte Wien și doi detectori sensibili la fază. Funcționarea sa se bazează pe variația fazei semnalului de dezechilibru din diagonala detectoare, față de cel din diagonala de alimentare a punții, în funcție de mărimea și sensul acestui dezechilibru. Doi detectori sensibili la fază furnizează un semnal de eroare, proporțional

cu valoarea și semnul defazajului, datorit dezechilibrului atît din brațul rezistiv cît și din cel reactiv al punții. Wien. Acest semnal controlează iluminarea lămpilor L_1 și L_2 care la rîndul lor controlează rezistența internă a unor elemente fotoconductive, F_1, F_2 și F_3, situate în brațele rezistive, respectiv reactive ale punții.

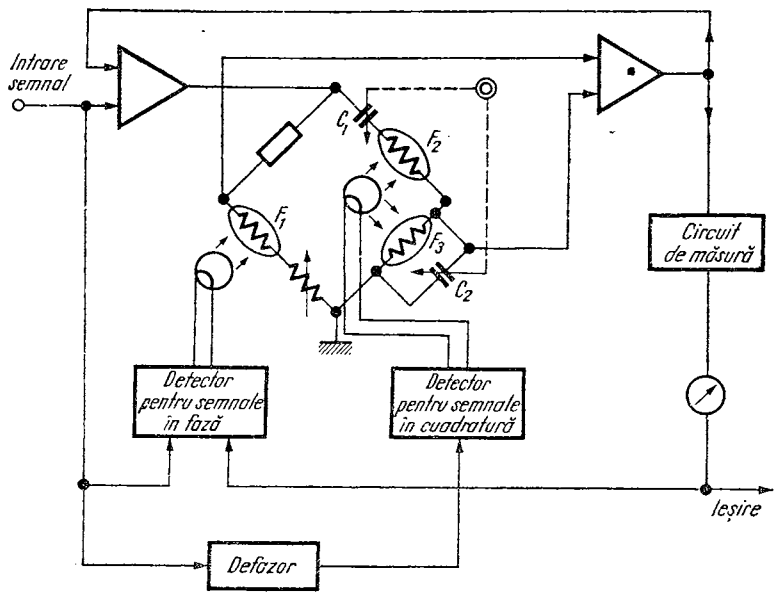


Fig. 11.27. Circuitul de acord automat al punții Wien.

Acordul punții se realizează în două etape. Mai întîi, operatorul efectuează un acord aproximativ prin reglarea capacitoarelor C_1 și C_2. După aceasta, prin comutarea funcționării pe poziția „automat", aparatul realizează acordul exact pe frecvența dorită, în limitele unei erori de 1%. Timpul de realizare al acordului automat este de ordinul secundelor.

Acordul automat permite eliminarea erorilor legate de imprecizia acordării manuale și de instabilitatea frecvenței semnalului de analizat. În plus, devine posibilă utilizarea unor filtre deosebit de selective pentru rejecția fundamentalei.

Distorsiometru de intermodulație

Dacă un amplificator prezintă distorsiuni de neliniaritate, în momentul în care la intrarea sa se aplică simultan două semnale, distorsiunile la ieșire nu mai pot fi măsurate prin metoda simplă a distorsiometrelor curente. Întrucît, însă, amplificatoarele reale sînt aparate neliniare și lucrează totdeauna cu un

semnal complex, prezentînd un spectru bogat de frecvențe, este necesar să se definească o mărime care să caracterizeze această situație. Mărimea respectivă o constituie coeficientul de distorsiuni de intermodulație. Notînd cu E_1 și E_2 — amplitudinile celor două semnale de frecvențe f_1 și f_2 aplicate (fig. 11.28) iar cu E_d amplitudinea semnalului de joasă frecvență rezultat prin intermo-

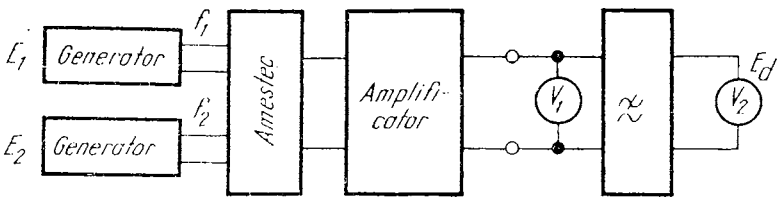


Fig. 11.28. Măsurarea distorsiunilor de intermodulație.

dulație (semnal de frecvența f_1-f_2) prin definiție, coeficientul de distorsiuni de intermodulație $= E_d/(E_1 + E_2)$, în care E_d este măsurat de V_2. Dacă V_1 este un voltmetru de vîrf, se măsoară vîrful tensiunii $(E_1 + E_2)$. Se poate măsura, însă, separat E_1 și E_2. În general, diferența dintre frecvențele aplicate se ia mică, între 60 și cîteva mii de Hz.

Coeficientul de distorsiuni de intermodulație măsoară comportarea sistemelor neliniare, în cazul aplicării simultane a două semnale. Acest coeficient dă o măsură globală, iar valoarea lui nu depinde de frecvențele f_1 și f_2, cu condiția ca diferența dintre acestea să nu se situeze în domeniul în care caracteristica amplificatorului este prea căzătoare. Schema bloc a unui intermodulometru este reprezentată în figura 11.29. Acest aparat lucrează cu două

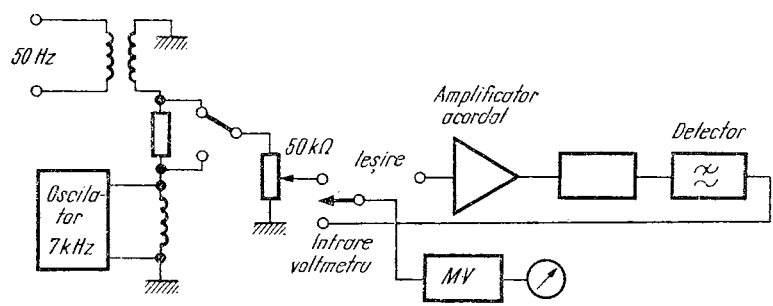


Fig. 11.29. Schema bloc a unui intermodulometru.

frecvențe fixe: $f_1 = 50$ Hz și $f_2 = 7$ kHz. Primul semnal este luat de la o înfășurare a transformatorului de rețea, iar al doilea de la un oscilator local de tip Hartley. Tensiunea rezultată din amestecul semnalelor într-o rețea rezistivă este dozată cu potențiometrul de ieșire de 50 kΩ. Ieșirea intermodulometrului se aplică la intrarea amplificatorului studiat. Ieșirea acestuia se conectează la bornele de intrare ale modulometrului. Aici, printr-un potențiometru, semnalele se aplică pe grila unui etaj repetor, urmat de un etaj amplificator, acordat pe 7 kHz, astfel încît suprimă complet semnalul de 50 Hz. Tensiunea

rezultată este detectată liniar, spre a nu falsifica rezultatele. Un filtru trece-jos taie semnalele peste 70 Hz și are o curbă de răspuns plată pînă la 600 Hz. Un comutator S_1 permite să se compare amplitudinea purtătoarei cu tensiunea obținută la ieșirea filtrului, tensiune care provine tocmai de la termenii de intermodulație.

Circuitul de măsurare este un voltmetru de curent alternativ, cu sensibilitatea variabilă cuprinsă între 10 mV și 100 V și cu impedanța de intrare de 1 MΩ. Voltmetrul are o scară liniară, în banda de frecvențe de la 10 Hz pînă la 50 kHz.

Verificarea etalonării distorsiometrelor

O problemă curentă, care se pune în practică, o constituie verificarea distorsiometrelor. Această verificare se face în ce privește atît caracteristica filtrului cît și etalonarea propriu-zisă a distorsiometrelor.

Caracteristica filtrului se ridică în mod foarte simplu, cu montajul prezentat în figura 11.30. Un generator alimentează filtrul. Voltmetrul V_1 măsoară tensiunea la intrare, iar voltmetrul V_2 — tensiunea la ieșire. Filtrul trebuie terminat pe impedanța pe care lucrează în mod curent în distorsiometru (impedanța caracteristică a filtrului). Pentru aceasta, este recomandabil ca această ridicare să se facă fără a se demonta filtrul din distorsiometru. Generatorul se montează la intrarea distorsiometrului, iar cele două voltmetre se conectează așa cum se vede în figura 11.30. Se variază frecvența de lucru și se determină raportul V_2/V_1, pentru un număr de frecvențe în jurul frecvenței nominale a filtrului și pentru armonicile ei. Este important să se determine raportul dintre atenuările pe care le suferă fundamentala și armonica a doua — aceasta constituind o caracteristică a aparatului.

Acest raport trebuie să fie cît se poate de mare. În plus, toate armonicile trebuie să treacă cu aceeași atenuare. Este necesar ca cel puțin primele șase armonici să treacă cu aceeași atenuare. Întrucît, însă, în general, amplitudinile armonicilor superioare sînt foarte mici în comparație cu amplitudinile armonicilor inferioare, cele de la ordinul șapte în sus pot fi neglijate. Trebuie verificat, însă, dacă armonicile 2, 3, 4, 5, 6, trec toate cu aceeași atenuare. La filtrele de calitate superioară, primele 20 de armonici trec cu aceeași atenuare.

Verificarea distorsiometrelor cu citire directă se face în mod foarte simplu: la intrarea distorsiometrului se aplică o tensiune de frecvență egală cu frec-

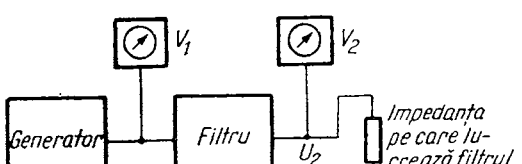


Fig. 11.30. Montaj pentru ridicarea caracteristicii de frecvență a filtrului.

vența de acord a filtrului și avînd valoarea V_1. Se reglează apoi potențiometrul de la intrarea distorsiometrului spre a se aduce acul indicator al aparatului în dreptul reperului. Lăsîndu-se potențiometrul în această poziție, apa-

* pentru un număr de frecvențe în jurul frecvenței nominale a filtrului

ratul se trece în poziția „armonici", conectîndu-se la ieșirea din filtru, iar la intrare se aplică o tensiune de frecvență mai mare sau egală cu frecvența armonicii a doua și mai mică decît cea mai mare frecvență care trece corect prin filtru. Această frecvență trebuie să fie un multiplu exact al frecvenței fundamentale. Aparatul va indica un grad de distorsiune δ_i. Adevăratul grad de distorsiune este:

$$\delta_a = \frac{V_2}{V_1}.$$

Dacă aparatul este etalonat corect

$$\delta_i = \delta_a.$$

Trebuie de reținut faptul că verificarea distorsiometrelor se poate face aplicîndu-se pe rînd o tensiune egală cu cea a fundamentalei și o tensiune corespunzînd armonicilor. Nu este necesar ca cele două tensiuni să fie aplicate simultan, ceea ce constituie un real avantaj practic, deoarece aparatul însuși separă fundamentala de armonici.

11.2. MĂSURAREA DEFAZAJELOR

Dacă la intrarea unui cvadripol se aplică semnalul

$$v_1 = V_1 \sin \omega t$$

la ieșirea cvadripolului se va obține semnalul

$$v_2 = V_2 \sin \omega(t + \tau) = V_2 \sin (\omega t + \varphi).$$

Semnalul de ieșire este întîrziat față de cel de intrare cu un timp τ, necesar propagării prin cvadripol, sau altfel spus, semnalul de ieșire este defazat față de cel de intrare cu un defazaj φ. Se observă că subzistă relația

$$\tau = \varphi/\omega.$$

După cum s-a menționat la începutul acestui capitol, un cvadripol care prezintă o caracteristică de fază necorespunzătoare, introduce distorsiuni în cazul transmiterii unui semnal complex, format din mai multe componente.

Pentru un semnal de intrare de forma

$$v_1 = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin (\omega_n t + \varphi_n)$$

condiția ca semnalul să nu sufere distorsiuni de fază este ca timpul de întîrziere a diverselor componente să fie același, indiferent de frecvența lor. Aceasta se scrie

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega} = \text{ct}$$

și conduce la o caracteristică de fază liniară (fig. 11.31).

Pentru a cunoaște caracteristica de fază a cvadripolilor este necesară măsurarea defazajului între semnalele de intrare și de ieșire, la diverse frecvențe.

În cele ce urmează se vor prezenta metodele de măsurare a defazajului între două semnale oarecare. Aceste metode se împart în trei mari categorii: cele ce folosesc osciloscopul catodic, cele bazate pe detectoarele sensibile la fază și în sfîrșit, aparate specializate ca fazmetrul cu citire directă și voltmetrul vectorial (din categoria celor analogice) și fazmetrul digital.

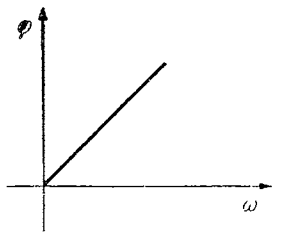


Fig. 11.31. Caracteristică de fază liniară.

11.2.1. MĂSURAREA FAZEI CU OSCILOSCOPUL

Cele două semnale între care dorim a măsura defazajul se aplică pe cele două perechi de plăci ale osciloscopului. Dacă semnalul de referință se aplică pe canalul X și cel defazat pe canalul Y, avem relațiile

$$x = k_1 \sin \omega t$$

$$y = k_2 \sin (\omega t + \varphi)$$

în care x și y sînt deviațiile pe cele două axe ale ecranului.

Este bine ca în prealabil să ne convingem că cele două canale ale osciloscopului nu introduc defazaje diferite. În acest scop, se aplică același semnal pe cele două canale — legate în paralel — și pe ecran trebuie să se obțină o linie dreaptă, înclinată la 45°.

Pentru un unghi φ oarecare între cele două semnale, relațiile de mai sus ne arată că pe ecran se obține o elipsă avînd forma și înclinația din figura 11.32. Pentru $\varphi = 0$ și $\varphi = 90^\circ$ elipsa degenerează în dreaptă, respectiv în cerc. Există mai multe moduri de a-l deduce pe φ din dimensiunile elipsei.

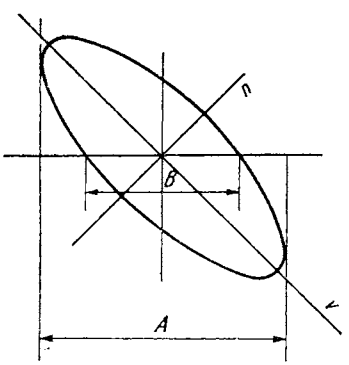


Fig. 11.32. Măsurarea defazajului prin metoda elipsei.

Se măsoară segmentele interceptate de elipsă pe axa verticală sau orizontală a figurii. Cînd $x = 0$, $y = \sin \varphi$, iar cînd $y = 0$, $x = \sin (-\varphi)$. Deci, aceste segmente sînt egale între ele și faza este dată de oricare din relațiile

$$\varphi = \pm \arcsin y$$

sau

$$\varphi = \pm \arcsin x.$$

Se măsoară axa mică sau mare a elipsei. Fie a respectiv b aceste segmente. Rezultă imediat,

$$a = \sqrt{2} \sin \varphi/2$$

$$b = \sqrt{2} \cos \varphi/2.$$

Se măsoară dimensiunile A și B, ca în figură.
Rezultă

$$\sin \varphi = \frac{B}{A}.$$

Metoda elipsei permite numai determinarea valorii absolute a unghiului φ, iar nu și a semnului. Semnul lui φ poate fi determinat printr-un artificiu, introducîndu-se un defazaj suplimentar și cunoscut în canalul semnalului defazat și observîndu-se modificarea formei elipsei. Defazajele se introduc prin circuite simple, de obicei RC.

Se recomandă ca defazajul suplimentar introdus să fie mic, deoarece, în caz contrar, elipsa se deformează prea mult și poate trece de la imaginea corespunzătoare defazajului φ, la aceeași imagine parcursă în sens contrar, corespunzînd defazajului $-\varphi$.

11.2.2. DETECTORI SENSIBILI LA FAZĂ

În figura 11.33, *a* este arătată schema unui detector sincron sau modulator în inel. Circuitul are două intrări pe care se aplică semnalele U_1 și U_2 și o ieșire, la care se găsește conectată o rezistență de sarcină R_S.
Fie

$$u_1 = U_1 \sin \omega t$$

$$u_2 = U_2 \sin (\omega t + \varphi)$$

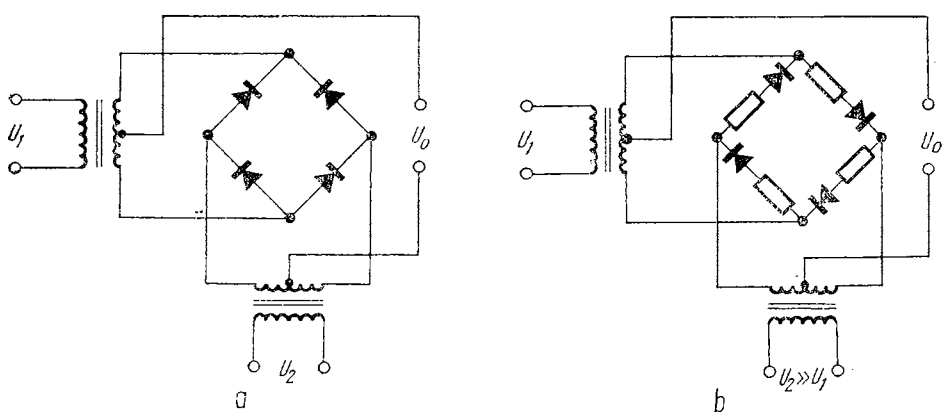


Fig. 11.33. Circuite sensibile la fază:
a — modulator în inel; *b* — detector sincron.

cele două semnale între care dorim a măsura defazajul.

În condițiile de gol la ieșire, ținînd seama că rezistența internă a circuitului este dată de cele patru diode în paralel, se arată că tensiunea de ieșire are expresia

$$u_0 = K \frac{U_1 U_2}{2} \{\cos [(\omega_2 - \omega_1) t + \varphi] - \cos [(\omega_2 + \omega_1) t + \varphi]\}.$$

Dacă se elimină componenta sumă cu un filtru trece jos și dacă frecvențele celor două semnale sînt egale $\omega_1 = \omega_2$, atunci tensiunea de ieșire devine

$$u_0 = K\frac{U_1 U_2}{2}\cos\varphi.$$

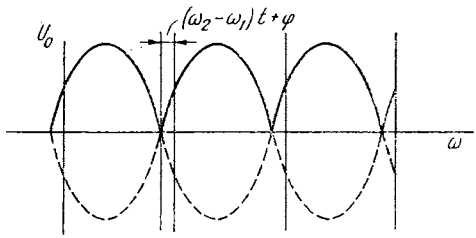


Fig. 11.34. Forma tensiunii la ieșirea detectorului sincron.

Dezavantajele modulatorului în inel folosit ca detector de fază sub forma de mai sus sînt, după cum se poate observa din formulă, dependența tensiunii de ieșire de amplitudinile U_1 și U_2.

Dacă în circuitul din figura 11.33, *a* se adaogă rezistențele R în serie cu diodele ($R \gg$ rezistența în sens direct a diodei) și dacă una din tensiuni, de exemplu, U_1 este o undă dreptunghiulară de amplitudine mult mai mare ca U_2 atunci modulatorul în inel se transformă într-un detector sincron (fig. 11.33, *b*). U_1 se numește în acest caz semnalul de referință și el are rolul de a bloca pe rînd ramura de sus, respectiv de jos a punții cu diode, astfel ca semnalul la ieșire să fie luat succesiv din cîte o jumătate a înfășurării secundare a transformatorului T_2. Semnalul la ieșire (în gol) arată ca în figura 11.34. Tensiunea de ieșire de joasă frecvență se obține integrînd pe o jumătate de perioadă și are expresia

$$u_0 = \frac{2}{\pi} U_2 \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi)].$$

În funcționarea ca detector de fază, $\omega_1 = \omega_2$ și avem

$$U_0 = \frac{2}{\pi} U_2 \cos\varphi.$$

Pentru a se etalona un instrument în valori ale fazei, trebuie realizat $U_2 =$ $=$ ct cu ajutorul unui limitator.

Detectoarele sensibile la fază se utilizează în general asociate cu circuite defazoare etalonate, în cadrul unui sistem mai complex numit comparator

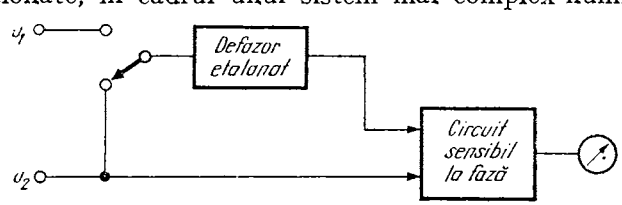


Fig. 11.35. Comparator de faze.

de fază. În acest caz, circuitul sensibil trebuie să indice doar coincidența de fază

Inițial, la ambele intrări ale comparatorului (fig. 11.35) se aplică același semnal și se reglează defazorul pentru ca instrumentul de la ieșire să indice

defazaj zero. Fie φ_1 această poziție. Semnalul al cărui defazaj față de semnalul de referință trebuie măsurat se introduce prin defazor și pentru a restabili indicația zero la ieșire, se variază defazajul introdus de defazor la valoarea φ_2. Defazajul φ dintre cele două semnale este $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$.

Comparatoarele mai perfecționate sînt utilizate pentru măsurarea atît a defazajului cît și a atenuării introduse de cvadripoli. În acest caz (fig. 11.36)

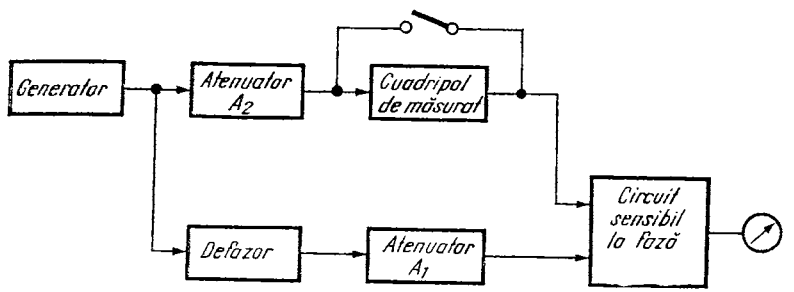


Fig. 11.36. Comparator de faze și atenuări.

aparatul conține atît un defazor cît și un atenuator calibrat iar circuitul de la ieșire este sensibil atît la faza cît și la amplitudinea semnalelor aplicate. Dacă în situația în care cvadripolul de măsurat este scurtcircuitat, indicația zero la ieșire se obține pentru valorile φ_1 și a_1 citite la defazor, respectiv la atenuator, iar cînd cvadripolul este introdus în circuit, pentru φ_2 și a_2, defazajul și atenuarea introduse de cvadripol sînt

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$$
$$a = a_2 - a_1. \quad \text{(dB)}$$

11.2.3. FAZMETRUL ANALOGIC CU CIRCUIT BASCULANT

Acest tip de fazmetru nu necesită un reglaj preliminar al tensiunii semnalelor aplicate. Pentru a se putea realiza acest deziderat, se trece de la semnale sinusoidale aplicate la intrare, la semnale dreptunghiulare, cu ajutorul unor

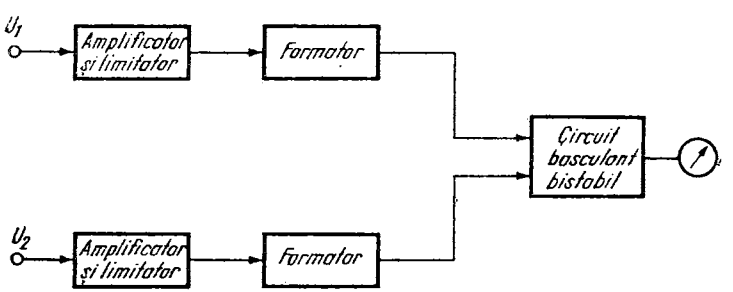


Fig. 11.37. Fazmetru analogic cu circuite basculante.

amplificatoare-limitatoare. Aceste semnale sînt, apoi, derivate și transformate în impulsuri care, după detectare, se aplică unui circuit basculant. Acest circuit basculant bistabil va bascula într-o poziție, atunci cînd se aplică impulsul provenind de la un canal și va reveni în poziția inițială, la aplicarea celui de-al doilea impuls, provenind de la al doilea canal. Semnalul la ieșire este, deci, funcție liniară de defazajul dintre cele două semnale. Instrumentul din figura 11.37, poate fi, deci, etalonat direct în unghiurile de defazaj, indicația fiind independentă de frecvență, măsurînd curentul mediu al unui tranzistor din circuitul basculant.

Montajul cu circuite basculante prezintă, în general, o precizie bună, datorită faptului că în circuitul de măsurare, semnalele dreptunghiulare au fronturile mai abrupte.

11.2.4. VOLTMETRUL VECTORIAL

Ca și comparatorul descris anterior, voltmetrul vectorial permite măsurarea atît a amplitudinilor cît și a diferenței de fază a două semnale, dar pe un principiu diferit. El este format dintr-un voltmetru electronic obișnuit de c.a. și dintr-un fazmetru cu circuit basculant, de tipul celui descris în paragraful anterior. Cu ajutorul unui comutator, voltmetrul electronic poate măsura amplitudinea oricăruia din semnalele aplicate pe intrările A sau B (figura 11.38) iar fazmetrul măsoară în permanență diferența de fază. Un voltmetru vectorial de acest tip, prevăzut cu un bloc de eșantionare este descris în capitolul „Măsurarea tensiunilor și curenților".

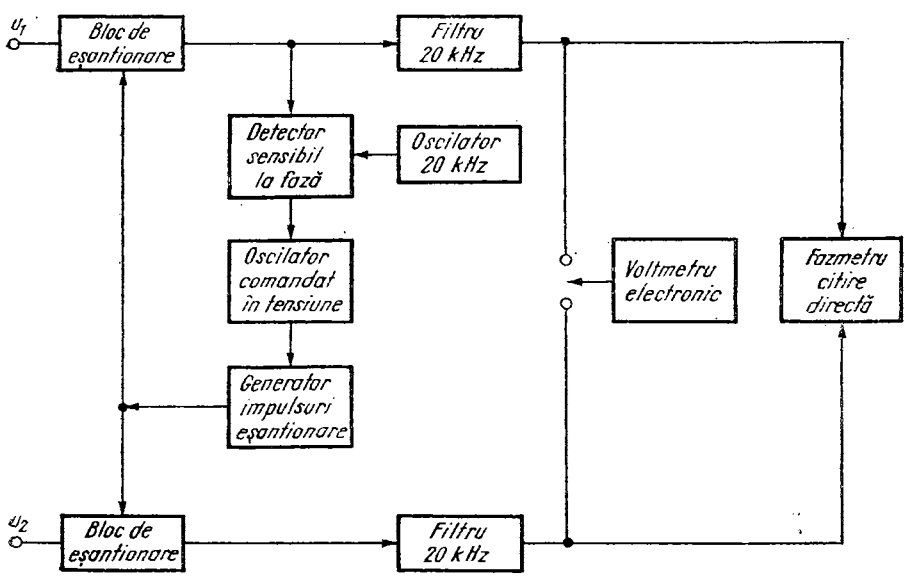


Fig. 11.38. Voltmetru vectorial.

11.2.5. FAZMETRE NUMERICE

Aceste aparate se bazează pe măsurarea numerică a decalajului de timp, corespunzător defazajului dintre două semnale. Într-adevăr, unui decalaj de timp t_0 între două semnale de perioadă T îi corespunde un defazaj (fig. 11.39)

$$\varphi = 360^\circ \frac{t_0}{T}.$$

Măsurînd intervalele de timp t_0 și T printr-o metodă numerică, se poate determina defazajul φ. Metoda revine la a număra impulsurile date de un oscilator cu cuarț în timpul t_0, respectiv T. Cu cît frecvența oscilatorului cu cuarț este mai înaltă, precizia măsurării este mai ridicată. Pentru a pune în evidență o variație a fazei de 0,1° trebuie ca în timpul t_0, prin numărător, să treacă cel puțin un impuls. Asta înseamnă că în timpul T prin numărător vor trece $\frac{360 \cdot 1}{0,1} = 3\,600$ de impulsuri. Dacă perioada T este suficient de mare, numărarea lor este posibilă. Însă frecvența semnalului este mare, perioada T în care trebuie numărate impulsurile devine prea scurtă și viteza necesară a numărătorului, prohibitivă. De exemplu, la o frecvență a semnalelor de 100 kHz, deci la o perioadă $T = 10^{-5}$ s numărătorul trebuie să numere $3\,600 \times 10^5 = 3{,}6 \cdot 10^8$ impulsuri pe secundă, ceea ce este mai greu de realizat. De aceea, acest tip de fazmetru poate măsura defazaje între semnale a căror frecvență nu depășește cîțiva zeci de kiloherți.

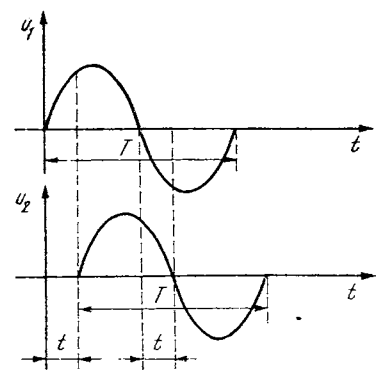


Fig. 11.39. Semnale sinusoidale, decalate în timp.

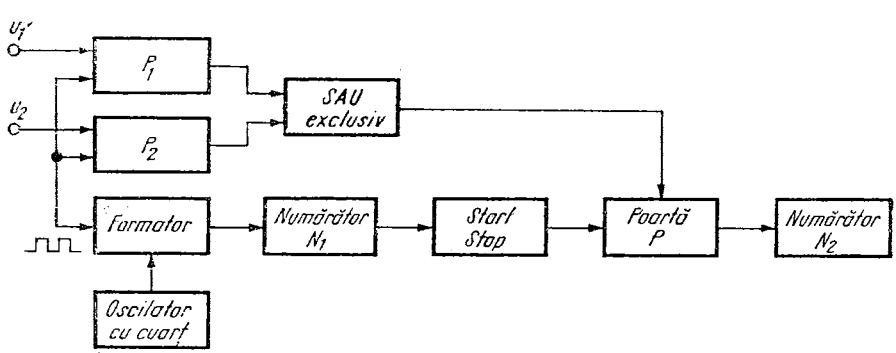


Fig. 11.40. Fazmetrul numeric.

Un fazmetru numeric mai perfecționat se prezintă în figura 11.40; acesta poate măsura defazajele între semnale a căror frecvență variază între 0,1 Hz și 1 MHz, avînd o precizie de 0,1°.

Funcționarea sa se bazează pe măsurarea numerică a mai multor intervale t_0, respectiv T, ceea ce face ca precizia aparatului să nu mai fie legată de frecvența oscilatorului cu cuarț. În plus fiind, vorba de o mediere, efectul zgomotului este mult micșorat.

Impulsurile date de oscilatorul cu cuarț, trec prin porțile P_1 și P_2 numai cînd tensiunile V_1, respectiv V_2 sînt pozitive. Circuitul logic SAU exclusiv" lasă să treacă aceste impulsuri numai atunci cînd una din intrări este activată deci numai în intervalul în care cele două semnale sînt în antifază (figura 11.39). În timpul unei perioade T, acest interval de timp este egal cu $2t_0$. Circuitul poartă P trece impulsurile spre numărătorul N_2. Poarta este deschisă un timp τ, determinat de numărătorul N_1, care numără impulsurile N ce au loc într-un număr oarecare de perioade. Pentru comoditate, N se ia egal cu un multiplu de 360, ceea ce face ca

$$\varphi = 360° \frac{n}{N} = \frac{360\, n}{k\, 360} = \frac{n}{k}.$$

Cînd numărătorul N_1 începe să numere, se dă un semnal care deschide poarta P, iar cînd atinge cifra maximă N, se dă un semnal de închidere a porții.

Timpul de măsură τ este în general egal cu cîteva zeci sau chiar sute de perioade ale semnalului, ceea ce duce la anularea practică a zgomotului.

Frecvența maximă a semnalelor este determinată de timpul minim de lucru al circuitelor logice și este independentă de frecvența oscilatorului de cuarț.

Frecvența minimă este determinată de timpul τ, deoarece trebuie ca $\tau \geqslant T$. Dacă $\tau = 1$ s, rezultă $T_{max} = 1$ s, deci $f_{min} = 1$ Hz.

11.3. MĂSURAREA AMPLITUDINII RĂSPUNSULUI UNUI SISTEM

Unitatea de amplificare sau atenuare a unui cuadripol este decibelul, definit ca mai jos

amplificarea: $G = 10 \log \frac{\text{puterea la ieșire}}{\text{puterea la intrare}}$

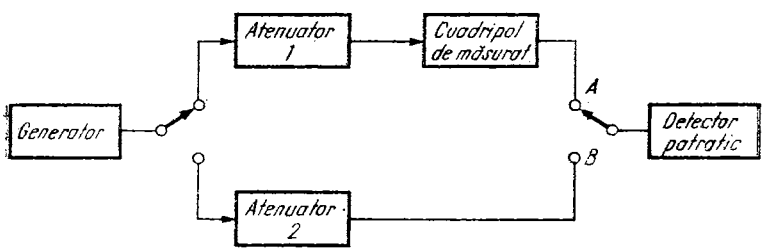


Fig. 11.41. Schema bloc a instalației pentru măsurarea amplificării cvadripolilor.

atenuarea: $L = G = 10 \log \frac{\text{puterea la intrare}}{\text{puterea la ieșire}}$.

Măsurarea acestor mărimi se poate face conform schemei bloc din figura 11.41. Pe poziția A, semnalele sinusoidale date de generator trec prin atenua-

torul 1 și prin cvadripolul de măsurat iar puterea la ieșire este măsurată de un detector cu caracteristică pătratică (de exemplu, un wattmetru cu termocuplu). Trecînd comutatorul în poziția B se ajustează atenuatorul 2, pentru a se obține aceeași indicație la ieșire. În acest caz, cîștigul cvadripolului este $G = \alpha_1 - \alpha_2$, în care α_1 și α_2 sînt atenuările celor doi atenuatori.



Fig. 11.42. Schema bloc a instalației pentru ridicarea caracteristicii de frecvență a cvadripolilor.

Avantajul metodei constă în faptul că precizia măsurării nu depinde de cunoașterea valorii absolute a semnalelor de intrare și de ieșire, ci numai de precizia atenuatorilor care, fiind sisteme pasive, poate fi foarte mare. Dacă se lucrează pe impedanțe adaptate la intrarea și la ieșirea cvadripolului astfel încît să se evite pierderile de neadaptare, precizia metodei poate fi de 0,01 dB (0,23%).

Dacă se utilizează un generator cu ieșire calibrată și constantă cu frecvența, precum și un instrument de ieșire avînd o precizie mai bună de 1%, variația amplificării cu frecvența se poate măsura și cu montajul din figura 11.42, cu o precizie mai bună de 0,1 dB. Metoda este mai simplă decît cea precedentă și permite determinarea rapidă a frecvențelor limită (inferioară și superioară) ale benzii.

Ambele metode necesită însă ridicarea punct cu punct a caracteristicii complete, ceea ce pe lîngă faptul că este o operație laborioasă, poate conduce la pierderea unor detalii, în cazul caracteristicilor cu structură fină.

Scheme pentru ridicarea automată a caracteristicii de frecvență se dau în figurile 11.43 și 11.44. Aceste metode sînt din ce în ce mai mult utilizate datorită comodității de lucru, vitezei ridicate de măsurare (întreaga caracteristică se explorează în mai puțin de un minut) posibilității de a pune în evidență detalii ale caracteristicii și preciziei bune, variind între $\pm$ 1 dB și $\pm$ 0,01 dB.

Schema din figura 11.43 se utilizează cu precădere în audiofrecvență, pentru încercarea difuzoarelor și a microfoanelor. Frecvența de intrare variază

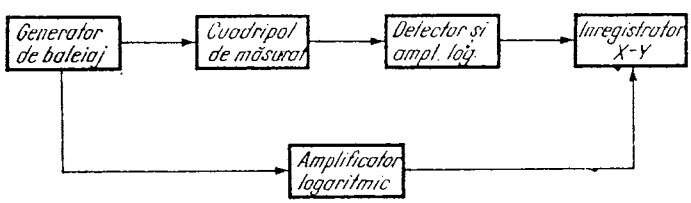


Fig. 11.43. Schema bloc a instalației pentru ridicarea automată a caracteristicii de frecvență a cvadripolilor în audiofrecvență.

automat în domeniul fixat, iar răspunsul sistemului determină deplasarea pe axa y a peniței înregistratorului. Pe axa x a acestuia se aplică o tensiune proporțională cu frecvența. Dacă domeniul de variație a amplitudinii semnalului de ieșire sau a frecvenței, în cadrul benzii explorate, este prea larg, ambele

scări se pot comprima introducînd amplificatori logaritmici în calea semnalelor respective.

Schema din figura 11.44 este indicată pentru măsurări în înaltă frecvență ca spre exemplu, încercarea amplificatoarelor de frecvență intermediară. Baza de timp a osciloscopului comandă atît deplasarea spotului cît și oscilatorul MF

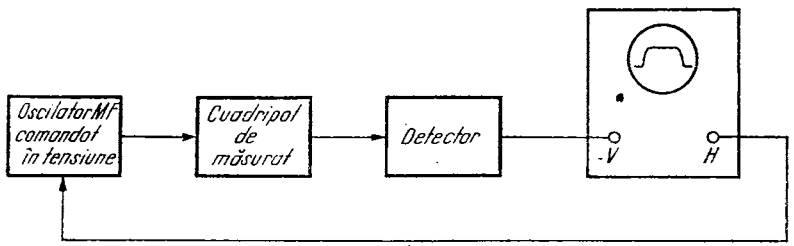


Fig. 11.44. Schema bloc a instalației pentru ridicarea automată a caracteristicii de frecvență a cvadripolilor în radiofrecvență.

comandat în tensiune astfel încît, fiecare explorare completă a benzii corespunde cu o deplasare a spotului pe orizontală. Banda explorată fiind mică în comparație cu frecvența centrală, scara este în general liniară. Pe ecran apare caracteristica de frecvență a cvadripolului, trasată dinamic, cu cîteva zeci de explorări pe secundă.

Pe acest principiu funcționează vobulatorul, a cărui schemă de principiu se dă în figura 11.45. El se compune dintr-un oscilator de frecvență variabilă,

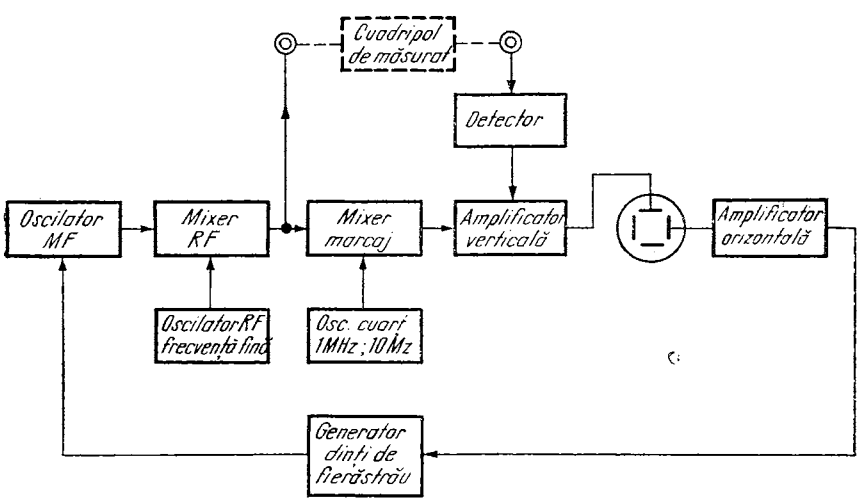


Fig. 11.45. Schema bloc a unui vobulator.

avînd modulația de frecvență comandată de către tensiunea în dinți de fierăstrău a unei baze de timp. Semnalul acestui oscilator este amestecat cu semnalul unui oscilator de frecvență fixă. Se obține astfel, un semnal modulat

în frecvență, în jurul unei frecvențe centrale variabile, semnal care se aplică cvadripolului de cercetat. Aparatul mai conține și un osciloscop cu circuitele de reglaj a spotului și cu amplificatoarele pe verticală și pe orizontală. Pe verticală se aplică tensiunea de ieșire a cvadripolului iar pe orizontală tensiunea bazei de timp. Imaginea obținută pe ecranul osciloscopului și care reprezintă răspunsul cvadripolului cu frecvența, poate fi etalonată în frecvență cu ajutorul unor repere de marcaj. Acestea provin de la un oscilator cu cuarț al cărui semnal se amestecă cu semnalul de radiofrecvență modulat, obținîndu-se la ieșirea mixerului de marcaj, semnale de joasă frecvență. Acestea se vor suprapune peste imaginea utilă, constituind reperele de marcaj.

11.4. MĂSURĂRI ASUPRA SEMNALELOR MODULATE

1.1.4.1 MĂSURĂRI ASUPRA SEMNALELOR MODULATE ÎN AMPLITUDINE

Expresia unui semnal modulat în amplitudine este $e(t) = E(1 + m \sin \omega_m t) \sin (\omega_0 t + \varphi)$ unde ω_m este pulsația semnalului modulator presupus sinusoidal, ω_0 pulsația semnalului modulat, iar m gradul de modulație. În figura 11.46 sînt reprezentate o undă modulată în amplitudine și semnalul care o modulează.

Gradul de variație a amplitudinii undei de înaltă frecvență, în procesul de modulație, se măsoară prin gradul de modulație. Dacă modulația este simetrică, adică unde de înaltă frecvență — numită și unda purtătoare — se prezintă simetric față de axa sa corespunzînd stării sale nemodulate, se deosebesc trei grade de modulație: unul corespunzînd vîrfurilor pozitive, altul — celor negative ale semnalului modulator și, în sfîrșit, un grad de modulație mediu.

Pentru vîrfurile pozitive, cu notațiile din figura 11.46 *b* gradul de modulație se definește prin raportul

$$m_s = (E_M - E_0)/E_0.$$

Pentru vîrfurile negative, cu aceleași notații, gradul de modulație inferior se definește prin raportul

$$m_i = (E_0 - E_m)/E_0.$$

Gradul de modulație mediu este definit prin raportul

$$m = (E_M - E_m)/2E_0.$$

În cazul disimetric, în mod analog se pot defini trei grade de modulație, pentru alternanțele negative.

În cazul în care semnalul modulator este sinusoidal (fig. 11.47), iar modulația este corectă și lipsită de distorsiuni, cele trei grade de modulație definite mai sus coincid, dacă $m_s \ll 1$.

Trebuie menționat, însă, faptul că nu întotdeauna semnalul modulator este sinusoidal și nu întotdeauna modulația este corectă, în sensul că înfășurătoarea semnalului purtător nu reproduce întotdeauna forma semnalului modulator.

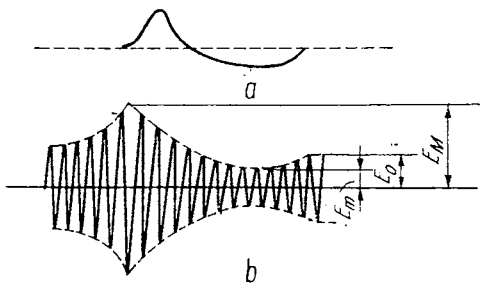


Fig. 11.46. Modularea semnalului în amplitudine:
a—semnal modulator; *b*—semnal modulat în amplitudine.

Întrucît în practică, prezintă interes numai cazul în care modulația se efectuează corect, principalele probleme care se pun în legătură cu undele modulate în amplitudine sînt:

- măsurarea gradului de modulație;
- măsurarea distorsiunilor introduse prin procesul de modulare.

Metodele referitoare la măsurarea distorsiunilor care apar în procesul de modulație sînt, relativ, puțin numeroase, astăzi această măsurare efectuîndu-se cu un distorsiometru obișnuit, căruia i s-a adăugat la intrare un detector liniar.

Referitor la gradul de modulație, se menționează că gradul de modulație inferior nu poate lua decît valori cuprinse între 0—100%; cel superior, ca și cel mediu, pot lua și valori mai mari decît 100%. În aceste cazuri, se afirmă că unda este supramodulată.

Măsurarea gradului de modulație cu ajutorul osciloscopului

Metoda directă utilizează schema din figura 11.48. Pe plăcile de deviație verticală ale osciloscopului se aplică semnalul modulat, de la modulatorul *M*, iar pe plăcile de deviație orizontală, semnalul bazei de timp, sincronizat pe o frecvență joasă, cu perioada egală cu un multiplu al perioadei semnalului

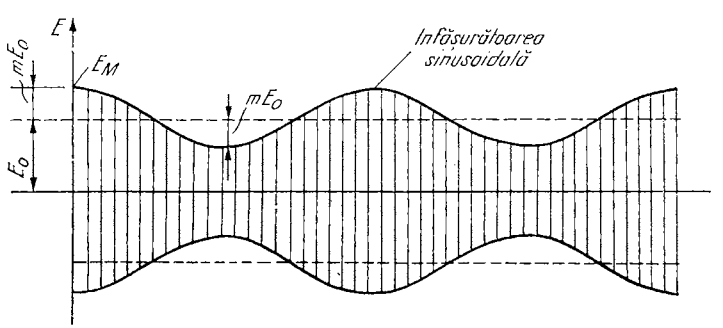


Fig. 11.47. Semnal modulat cu o modulatoare sinusoidală.

modulator. *RF* este generatorul de radiofrecvență, iar *AF* cel de audio. În modul acesta pe ecran apare o imagine stabilă, la care unda purtătoare nu se distinge, dar, în schimb, înfășurătoarea apare clar. Admițîndu-se că deplasarea

de-a lungul axei y este proporțională cu tensiunea aplicată între plăcile de deviație verticală, rezultă că dacă $m \leqslant 1$

$$A = 2KE_0(1 + m)$$

iar

$$B = 2KE_0(1 - m)$$

K fiind sensibilitatea oscilografului iar A și B distanța între maximele, respectiv minimele undei modulate. În acest caz

$$m = \frac{A-B}{A+B}.$$

Măsurîndu-se, deci, pe ecranul oscilografului segmentele A și B, cu formula de mai sus se poate calcula gradul de modulație al semnalului respectiv. În figura 11.49 este reprezentată imaginea care apare pe osciloscop pentru diverse valori ale lui m.

Metoda este foarte simplă și intuitivă, permițînd aprecierea vizuală a gradului de modulație. Ea necesită un minim de aparataj. Dintre dezavantaje trebuie menționat faptul că metoda nu este precisă, măsurarea segmentelor pe ecranul oscilografului neputîndu-se face niciodată cu precizie. De asemenea, pentru a se putea efectua măsurarea, tensiunea modulatoare trebuie să fie sinusoidală și stabilă în timp, pentru ca imaginea care se obține pe ecranul oscilografului să fie stabilă. De asemenea, trebuie menționat faptul că pot apărea erori din cauza astigmatismului tubului catodic cum și din cauză că amplificatorul are comportări diferite pentru fundamentală și pentru benzile laterale.

Metoda trapezului constituie o altă metodă simplă care permite măsurarea gradului de modulație cu ajutorul oscilografului catodic.

Schema de montaj este reprezentată în figura 11.50. Diferența față de metoda directă constă în faptul că, pe plăcile de deflexie orizontală, nu se mai aplică semnalul bazei de timp, ci chiar tensiunea modulatoare. Dacă

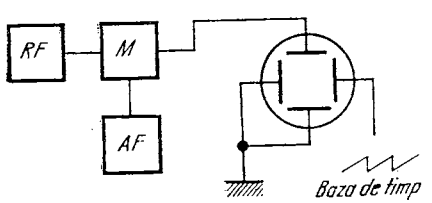


Fig. 11.48. Schema bloc a instalației pentru măsurarea gradului de modulație prin metoda vizualizării directe.

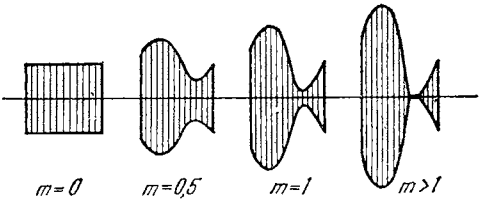


Fig. 11.49. Imaginile care apar pe ecran pentru diferite grade de modulație.

se admite că modulația este perfectă, pe ecranul oscilografului apare un trapez. Formula care determină gradul de modulație rămîne cea precedentă. Pentru a se justifica aceasta, este suficient să se observe că segmentele notate cu A și B în imaginea care apare în cazul aplicării metodei trapezului au

exact aceleași valori ca și segmentele notate A și B în cazul aplicării metodei directe.

În figura 11.51 sînt reprezentate imaginile care apar pe ecranul osciloscopului, în cazul aplicării metodei trapezului, pentru diverse valori ale lui m, admițîndu-se că înfășurătoarea rămîne în fază cu tensiunea modulatoare.

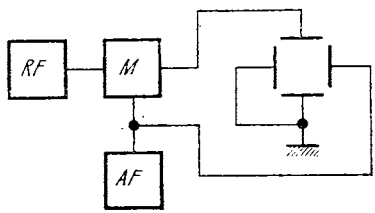


Fig. 11.50. Schema bloc a instalației pentru măsurarea gradului de modulație prin metoda trapezului.

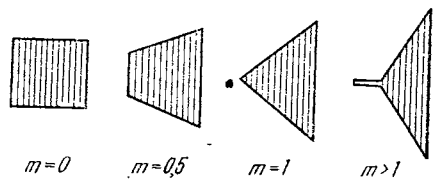


Fig. 11.51. Imaginile care apar pe ecran pentru diferite grade de modulație.

Dacă această ultimă condiție nu mai este îndeplinită, imaginea trapezoidală se deformează, în sensul că laturile neparalele ale trapezului degenerează în două elipse.

În acest caz, gradul de modulație m se calculează cu aceeași formulă, dar A și B au noile accepțiuni, din figura 11.52 și anume: A este lungimea segmentului cuprins între tangentele exterioare la cele două elipse care apar pe ecran, iar B este lungimea segmentului cuprins între cele două tangente interioare, la aceleași elipse. În figura 11.53 sînt reprezentate imaginile care se obțin în cazul aplicării metodei trapezului, pentru un m dat și pentru diverse defazaje între înfășurătoare și tensiunea modulatoare.

Din dimensiunile celor două elipse care apar, poate fi dedus defazajul dintre tensiunea modulatoare și înfășurătoarea înaltei frecvențe, cu formulele indicate la măsurarea defazajului prin metoda elipsei.

Metoda dublei detecții

Această metodă, este astăzi, foarte mult folosită pentru măsurarea gradului de modulație, deoarece pe acest principiu sînt realizate modulometrele cu dublă detecție.

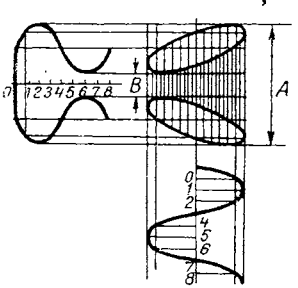


Fig. 11.52. Semnificația segmentelor A și B

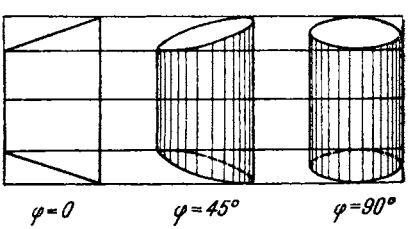


Fig. 11.53. Imaginile care apar pe ecran pentru diferite defazaje între semnalul modulator și înfășurătoarea undei modulate.

În cazul metodei dublei detecții se utilizează două detecții: se detectează tîi înalta frecvență modulată și se obține un semnal care reproduce înfășu-

rătoarea de modulație, semnal a cărui valoare medie măsoară amplitudinea E_0 a purtătoarei, dacă elementele detectorului sînt corect alese. Componenta alternativă a semnalului obținut după prima detecție este proporțională cu mE_0. Separînd-o și măsurînd-o, cu ajutorul unei a doua detecții, se obține o a doua valoare, cu ajutorul căreia poate fi calculat m.

Funcționarea modulometrului cu dublă detecție poate fi urmărită pornindu-se de la principiul expus mai sus. Unda modulată fiind reprezentată prin ecuația

$$e(t) = E_0(1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_0 t$$

se consideră că se aplică unui detector liniar (fig. 11.54), la care elementele sînt astfel alese, încît constanta de timp este foarte mică în comparație cu perioada tensiunii modulatoare, și foarte mare în comparație cu perioada tensiunii purtătoare. În aceste condiții, curentul detectat i_d care circulă prin rezistența de sarcină R are expresia

$$i_d = I_0(1 + m \sin \omega_m t).$$

Acest curent este format din două componente: componenta continuă avînd valoarea I_0 și componenta alternativă avînd valoarea maximă mI_0. Raportul dintre aceste două valori reprezintă tocmai gradul de modulație, m, al undei respective. Bazîndu-ne pe acest principiu, se pot imagina aparate care să măsoare direct gradul de modulație, avînd grijă ca, întotdeauna, I_0 să aibă o anumită valoare. În acest caz, aparatul care măsoară valoarea componentei alternative poate fi etalonat direct în valori ale lui m.

Drept realizare practică, poate fi prezentată soluția din figura 11.55. Aici rezistorul de sarcină R este în serie cu un grup format din inductanța L în paralel cu capacitatea C_2. Prin L circulă numai componenta de curent continuu măsurată de A_1, iar prin C_2 numai componenta de pulsație egală cu pulsația de modulație măsurată de A_2. Variindu-se cuplajul M pentru a-l aduce pe I_0 la o anumită valoare, A_2 poate fi etalonat direct în valorile lui m; C_2 este o capacitate de blocare a componentei de curent continuu.

Monitorul de modulație este un aparat bazat pe principiul dublei detecții care măsoară și indică, în mod continuu, gradul de modulație al undei pe care o

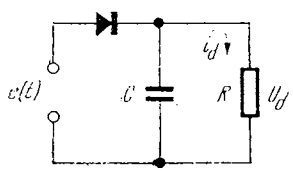


Fig. 11.54. Primul circuit de detecție al modulometrului cu dublă detecție.

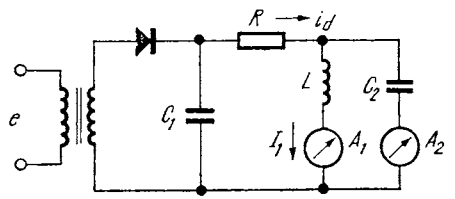


Fig. 11.55. Schema de principiu a modulometrului cu dublă detecție.

controlează și care, în același timp, îndeplinește următoarele funcții specifice

- măsoară gradul de modulație atît pentru vîrfurile pozitive, cît și pentru cele negative;
- indică dacă modulația depășește un anumit grad dinainte fixat;

● permite punerea în evidență a diverselor variații de frecvență ale purtătoarei, în momentul în care se modulează semnalul;

● permite punerea în evidență a distorsiunilor care apar în procesul de modulare.

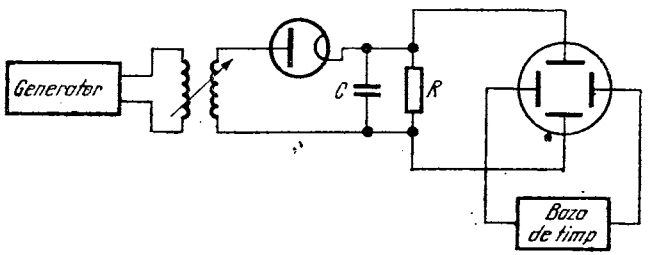


Fig. 11.56. Vizualizarea semnalului demodulat cu osciloscopul catodic.

Dintre aceste funcțiuni, numai primele două sînt caracteristice pentru monitoarele de frecvență. Toate tipurile moderne îndeplinesc, însă, și celelalte funcții amintite.

Pentru a măsura distorsiunile introduse prin modulație, metoda curentă constă în a modula generatorul modulat supus măsurării, cu un semnal pur sinusoidal, măsurînd ulterior gradul de distorsiuni al undei obținute după detecție. În acest scop se folosesc fie detectorul liniar al unui monitor de modulație, împreună cu un distorsiometru obișnuit, fie anumite distorsiometre care conțin — în interiorul lor — un detector liniar.

Pentru observarea calitativă a eventualelor modificări care apar în forma undei prin procesul de modulație, unda se demodulează cu un detector liniar, iar semnalul astfel obținut se aplică unui osilograf catodic, așa ca în figura 11.56.

11.4.2. MĂSURĂRI ASUPRA SEMNALELOR MODULATE ÎN FRECVENȚĂ

Prin unde modulate în frecvență se înțeleg undele la care amplitudinea rămîne constantă, iar frecvența instantanee variază conform informației de transmis. Notîndu-se cu θ faza instantanee a undei și cu t timpul, pulsația instantanee este dată de formula

$$\omega_i = d\theta/dt.$$

Dacă semnalul modulator este sinusoidal, iar sistemul de modulație nu introduce distorsiuni, variația fazei instantanee este tot sinusoidală. În acest caz, ecuația unui semnal modulat în frecvență este

$$e(t) = E_0 \sin (\omega t + m_f \sin pt),$$

în care E_0 este amplitudinea constantă a semnalului transmis, ω pulsația semnalului în absența modulației, p pulsația semnalului modulator, iar m_f indicele de modulație.

Indicele de modulație se definește ca fiind raportul dintre variația maximă a pulsației instantanee, respectiv deviația de frecvență și pulsația, respectiv frecvența semnalului modulator, ceea ce rezultă chiar din expresia de mai sus, ținîndu-se seamă de faptul că expresia pulsației instantanee este dată de relația

$$\omega_i = \omega + m_f p \cos pt.$$

Variația maximă a lui ω_i față de valoarea medie a lui ω este tocmai $m_f p$, ceea ce jusitifică afirmația de mai sus.

În figura 11.57 este reprezentată o undă modulată în frecvență.

Este important să se obțină o formulă pentru variația în timp a lui $e(t)$, punîndu-se în evidență componentele spectrale sinusoidale.

Aceasta este:

$$e(t) = E_0 \left\{ J_0(m_f) \sin \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_f) [\sin (\omega + np) t + (-1)^n \sin (\omega - np) t] \right\}$$

în care $J_n(m_f)$ este funcția Bessel de prima speță, de ordinul n și de argument m_f.

Spre deosebire, deci, de undele modulate în aplitudine, la care — în cazul unei modulații cu un semnal sinusoidal — spectrul de frecvențe cuprinde numai trei oscilații (una de frecvență purtătoare și două laterale), aici spectrul este mult mai bogat, cuprinzînd o infinitate de oscilații. Aspectul spectrului depinde atît de frecvența modulatoare, cît și de indicele de modulație.

Importantă pentru problema măsurării semnalelor modulate în frecvență este stabilirea metodei care să permită măsurarea indicelui de modulație. Aceste metode sînt expuse în paragraful următor.

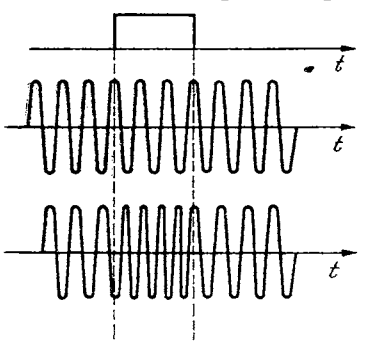


Fig. 11.57. Semnalul modulat în frecvență.

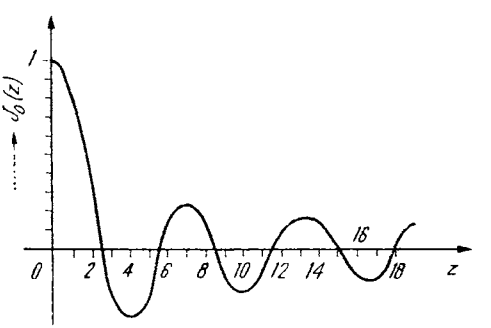


Fig. 11.58. Variația funcției Bessel $J_0(z)$ în funcție de variabila z.

Măsurarea indicelui de modulație

Metoda de măsurare a indicelui de modulație se bazează pe faptul că, amplitudinea purtătoarei are expresia

$$E = E_0 J_0(m_f).$$

În figura 11.58 este reprezentată variația funcției Bessel $J_0(z)$ în funcție de argumentul z. În cazul nostru, argumentul z este chiar indicele de modu-

lație. Rezultă proprietatea interesantă că pentru anumite valori particulare ale indicelui de modulație, numite zerourile sau rădăcinile funcției J_0, amplitudinea purtătoarei devine nulă. Aceste valori sînt date în tabelul 11.1.

De aici se deduce o metodă simplă pentru ridicarea curbei m_f în funcție de tensiunea semnalului modulator. Schema adoptată este cea reprezentată în figura 11.59. Generatorul de audiofrecvență folosit furnizează o undă sinusoidală cu care are loc modulația în frecvență. La început, tensiunea furnizată de acest generator are valoarea zero, deci în momentul inițial nu are loc nici o modulație și deci m_f este nul.

Tabela 11.1

Valorile indicelui de modulație pentru care amplitudinile purtătoare sînt egale cu zerourile funcției $J_0(z)$

Numărul de ordine al valorii zero a amplitudinii purtătoare	Valorile indicelui de modulație m_f
1	2,40
2	5,52
3	8,65
4	11,79
5	14,93
6	18,07
n ($n > 6$)	$18{,}07 + \pi(n-6)$

În acest caz, generatorul modulat în frecvență emite un semnal al cărui spectru se reduce la o singură frecvență — și anume la cea purtătoare sau centrală — cum se mai numește în cazul modulației de frecvență. Receptorul este acordat pe acest semnal. Mărindu-se acum, treptat, tensiunea de modulație, amplitudinea purtătoarei scade, deoarece indicele de modulație crește și, deci amplitudinea frecvenței centrale scade. Scăderea are loc pînă în momentul în care E devine egal cu zero. În acest moment se știe precis că m_f are valoarea 2,4048, corespunzînd primului zero al funcției $J_0(z)$. Mărindu-se în continuare tensiunea modulatoare, amplitudinea lui E crește, tensiunea respectivă schimbîndu-și și faza cu 180°, fapt arătat de semnul negativ al lui $J_0(z)$. Se obține, apoi, o nouă scădere, urmată de trecerea prin zero, corespunzătoare valorii $m_f = 5{,}5201$. Astfel pot fi ridicate cîteva puncte ale curbei de modulație a generatorului modulat în frecvență.

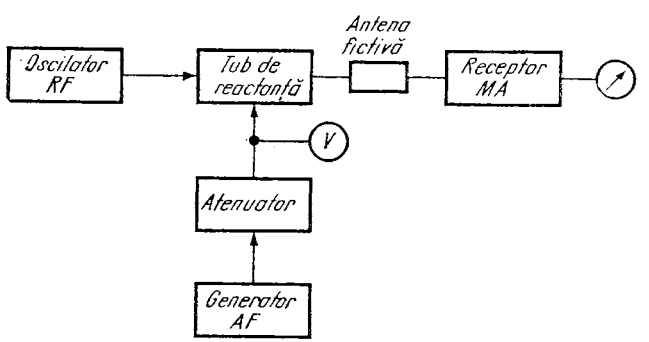


Fig. 11.59. Montaj pentru ridicarea curbei de variație a indicelui de modulație m_f, în funcție de tensiunea semnalului modulator.

Pentru ca metoda să fie aplicabilă, este necesar ca benzile laterale să nu treacă prin circuitele receptorului, odată cu fundamentala. În consecință este necesar, pe de o parte, ca frecvența modulatoare să aibă o valoare suficient de mare, iar pe de altă parte, ca receptorul să fie selectiv și să fie sensibil

la semnale nemodulate în amplitudine, ceea ce se poate realiza dispunîndu-se în circuitul detector, un aparat care să măsoare valoarea medie a curentului detectat. În cazul în care acest curent are valoare zero — și amplitudinea semnalului pe care s-a realizat acordarea are tot valoarea zero. În caz contrar, cînd nu se dispune de un asemenea receptor, se poate recurge la un artificiu, făcînd o heterodinare în receptor, între semnalul de frecvență intermediară și un semnal local, a cărui frecvență diferă de cea intermediară cu circa 1 kHz. Drept rezultat, în difuzor se aude un ton de 1 kHz, atîta timp cît există semnal de intrare. Cînd purtătoarea se anulează, dispare și tonul din difuzor.

Determinarea deviației de frecvență

În emisiunile cu MF se stabilește o anumită deviație de frecvență maximă, Δf_{max}. Această valoare nu trebuie depășită deoarece, pe de o parte, se pot produce distorsiuni la recepție datorită neliniarității discriminatorului și pe de altă parte, se pot produce interferențe supărătoare cu emisiunile canalelor adiacente. Pentru determinarea deviației de frecvență există mai multe metode.

Determinarea indirectă a deviației de frecvență prin măsurarea indicelui de modulație. Dacă se cunoaște valoarea indicelui de modulație m_f și frecvența modulatoare p, deviația de frecvență corespunzătoare se calculează cu formula: $\Delta f = m_f p$.

De exemplu, pentru o frecvență modulatoare $p = 5$ KHz, se obțin următoarele deviații de frecvență corespunzătoare primei extincții a purtătoarei ($m_f = 2{,}4048$) și celei de a doua ($m_f = 5{,}5201$):
$\Delta f_1 = 2{,}2408 \times 5 = 12{,}024$ KHz și $\Delta f_2 = 5{,}5201 \times 5 = 27{,}6005$ KHz.

Deviația de frecvență mai poate fi determinată în alt mod și anume, menținîndu-se constant nivelul modulatoarei și variindu-i-se frecvența. În acest caz, deviația de frecvență este constantă, deci indicele de modulație variază invers proporțional cu frecvența modulatoare. Prin urmare, se constată și în acest caz extincții ale purtătoarei, pentru anumite valori ale frecvenței modulatoare.

Inconvenientul metodei de mai sus este că nu permite determinarea deviației de frecvență decît pentru anumite valori ale indicelui de modulație. În afară de aceasta, pentru o bună separare a purtătoarei este necesar ca amplificatorul să fie suficient de selectiv și frecvența de modulație suficient de ridicată. Dar, la frecvențe de modulație mari, nu se pot măsura deviații mici de frecvență, după cum rezultă din relația de mai sus. În sfîrșit, dacă caracteristica de modulație nu este liniară, pot apare erori de măsură, datorită variației frecvenței centrale; aceasta face necesară reacordarea receptorului pe frecvența exactă, pentru fiecare deviație de frecvență.

Aparat pentru măsurarea directă a deviației de frecvență. Aparatul, a cărui schemă bloc se dă în figura 11.60 este în esență un receptor superheterodină pentru semnale cu MF. După o schimbare de frecvență, o amplificare în frecvență intermediară și o limitare, pentru eliminarea modulației de amplitudine parazită, oscilația este aplicată unui discriminator de frecvență. Dacă acesta are o caracteristică de răspuns liniară și dacă semnalul modulator este sinusoidal, amplitudinea tensiunii de la ieșirea discriminatorului este proporțională cu deviația de frecvență. Această tensiune este amplificată, detectată și măsurată de voltmetrul electronic V_2, al cărui instrument indicator poate

fi etalonat direct în KHz. Pe poziția 2, voltmetrul măsoară modulația parazită de amplitudine. Tensiunea continuă de la ieșirea discriminatorului, măsurată de voltmetrul V_1, este folosită pentru a pune în evidență deviația frecvenței centrale; cu ajutorul acestui voltmetru se acordează aparatul pe frecvența dorită, urmărind indicația maximă. Cu ajutorul voltmetrului V_3 se controlează

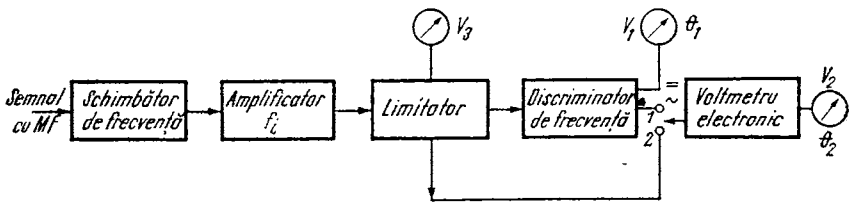


Fig. 11.59. Aparat pentru măsurarea deviației de frecvență.

dacă tensiunea la intrarea limitatorului are valoarea corectă. Cu un asemenea aparat se pot măsura deviații de frecvență cuprinse între 0,5 KHz și 200 KHz, la frecvențe purtătoare între 20—300 MHz și frecvențe modulatoare între 50 Hz și 20 KHz.

BIBLIOGRAFIE

1. Bracewell, R. N., *The Fourier Integral and its Applicatıcns* McGraw Hill Book Company, New York, 1962.
2. Gold and Radar, *Digital Procesing of Signals*, McGraw Hill Book Company, New York, 1969.
3. B. M. Oliver, J. M. Cage, *Electronic Measurement and Instrumentation* Mc. Graw Hill Book Company, New York, 1971.
4. J. Max, *Traitement du signal* Masson, Paris, 1972.

12

Măsurări asupra și în prezența zgomotului

12.1. DEFINIȚIA ȘI CLASIFICAREA ZGOMOTELOR

Zgomotul, în sensul cel mai larg, poate fi definit ca fiind orice perturbație nedorită care acoperă sau interferă semnalul util și reprezintă una din limitările cele mai importante ale performanțelor aparaturii electronice. Prezența sa, micșorînd cantitatea de informație a semnalului util transmisă cu o energie dată, afectează de cele mai multe ori determinant prelucrarea și transmiterea semnalelor la nivele foarte mici de energie.

Ținînd seama de natura lor, zgomotele se pot clasifica în zgomote produse de om (coerente și incoerente) și zgomote naturale (coerente și incoerente).

În mod curent, cuplajele nedorite cu rețeaua, deci cu frecvența de 50 Hz, perturbațiile datorite lămpilor fluorescente sau părților electrice a motoarelor cu explozie, microfoniile în cazul vibrațiilor componentelor electronice, interferențele cu cîmpuri electrice sau magnetice perturbatoare pot fi considerate exemple de zgomote produse de om. Zgomotul datorat descărcărilor electrice atmosferice sau zgomotul galactic constituie exemple de zgomote naturale. Cu titlul exemplificativ, în figura 12.1 este prezentată o comparație a nivelelor de zgomot prezente la intrarea unui receptor de radiocomunicații.

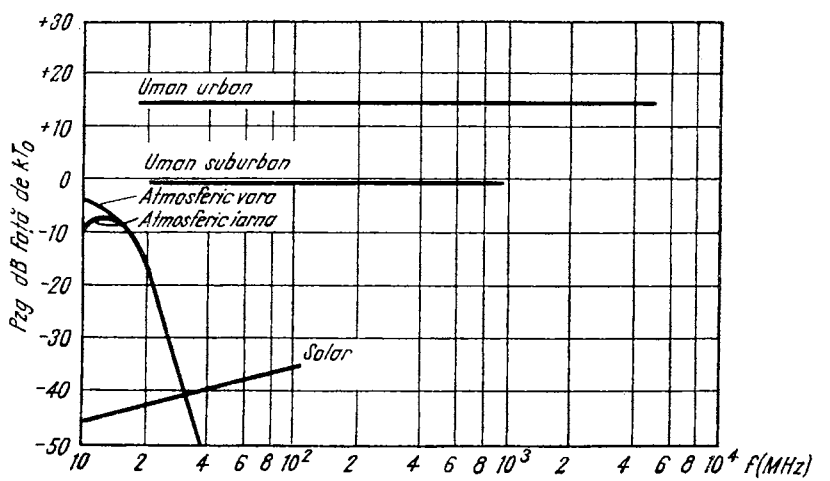


Fig. 12.1. Comparație a nivelelor pentru cîteva tipuri de zgomote.

Ţinînd seama de faptul că măsurarea zgomotelor coerente nu necesită precauţii deosebite faţă de cele luate la măsurarea oricărei mărimi electrice, în cele ce urmează se vor lua în considerare numai zgomotele necoerente (aleatoare).

12.2. DESCRIEREA ZGOMOTELOR CU AJUTORUL FUNCŢIILOR DENSITATE DE PROBABILITATE DE AMPLITUDINE, DESITATE SPECTRALĂ DE PUTERE

Zgomotul este un semnal electric complet aleator. El constă dintr-o însumare de componente avînd atît amplitudine cît şi fază aleatoare. Deşi valoarea sa eficace poate fi măsurată, nu este posibil să se facă predicţii exacte asupra amplitudinii sau fazei sale în orice moment.

Pentru a caracteriza complet din punct de vedere statistic un anumit tip de zgomot, este necesar să fie cunoscute următoarele elemente:

- funcţia densitate de probabilitate (distribuţia) de amplitudine
- funcţia densitate spectrală de putere.

Funcţia densitate de probabilitate de amplitudine oferă informaţii asupra probabilităţii $P(e)$ ca perturbaţiile să depăşească o amplitudine e (fig.12.2).

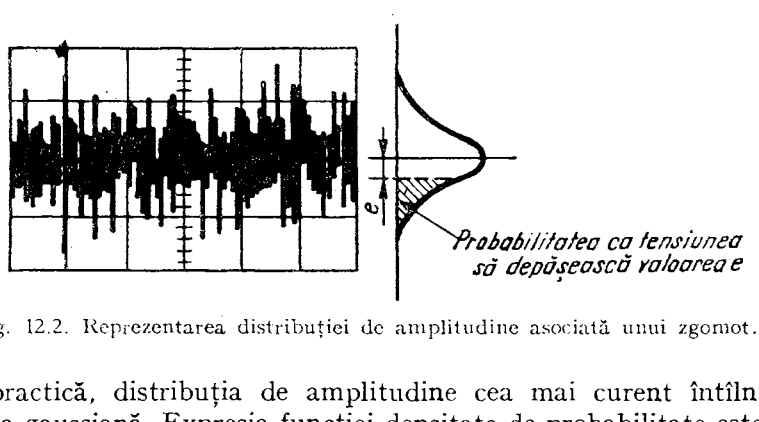


Fig. 12.2. Reprezentarea distribuţiei de amplitudine asociată unui zgomot.

În practică, distribuţia de amplitudine cea mai curent întîlnită este distribuţia gaussiană. Expresia funcţiei densitate de probabilitate este pentru valoare medie nulă de forma

$$f(x) = \exp(-x^2/2\sigma^2)/(\sigma\sqrt{2\pi}). \qquad (12.1)$$

iar alura funcţiei este prezentată în figura 12.3. În consecinţă, un zgomot avînd o astfel de distribuţie de amplitudine este cunoscut sub denumirea de zgomot gaussian.

O altă distribuție caracterizînd zgomote întîlnite în circuitele electronice este distribuția Rayleigh. În acest caz expresia funcției densitate de probabilitate de amplitudine este

$$f(\rho) = 2\rho \cdot \exp(-\rho^2/\sigma^2)/\sigma^2. \tag{12.2}$$

iar alura funcției distribuție de probabilitate este prezentată în figura 12.4.

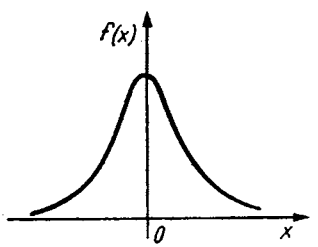


Fig. 12.3. Distribuție gaussiană.

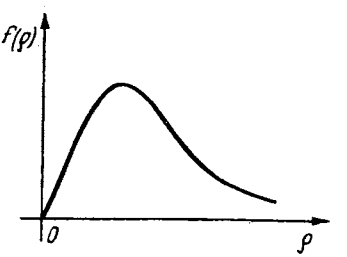


Fig. 12.4. Distribuție Rayleigh.

Se arată că înfășurătoarea zgomotelor de impulsuri are o distribuție de acest fel. Zgomotele cu distribuție Rayleigh apar de aceea de obicei la ieșirea detectoarelor.

În ceea ce privește funcția densitate spectrală de putere $q(f)$, aceasta oferă informații asupra felului în care puterea de zgomot este distribuită în domeniul frecvență. Densitățile spectrale de putere caracterizînd zgomote mai des întîlnite în aparatura electronică sînt următoarele:

1. $$q(f) = K. \tag{12.3}$$

Acest caz corespunde zgomotului cunoscut sub denumirea de zgomot alb. Rezultînd din definiție, zgomotul alb se caracterizează prin putere de zgomot constantă în unitatea de lărgime de bandă, în întreg spectrul de frecvență. Denumirea de zgomot alb provine de la faptul că acest zgomot este alcătuit din multe componente de frecvență, la fel cum lumina albă este alcătuită din mai multe componente în spectrul vizibil.

2. $$q(f) = k \cdot 1/f. \tag{12.4}$$

Acest caz corespunde zgomotului cunoscut sub denumirile de zgomot flicker, $1/f$, zgomot exces, zgomot roz (pink noise), zgomot semiconductor, zgomot de joasă frecvență, zgomot de contact.

Se poate arăta cu ușurință pornind de la

$$q(f) = k \cdot 1/f.$$

că puterea de zgomot într-o decadă de frecvență a zgomotului $1/f$ este:

$$P = \int_{f_0}^{10f_0} q(f)\,\mathrm{d}f = \int_{f_0}^{10f_0} k \cdot 1/f\,\mathrm{d}f = k \cdot \ln f \Big|_{f_0}^{10f_0} = k \cdot \ln 10 = ct.$$

Puterea de zgomot a zgomotului $1/f$ într-o decadă de frecvență este deci constantă.

Zgomotul $1/f$ este prezent în cuasitotalitatea circuitelor electronice, atît în tuburi, tranzistoare, diode, rezistoare, în termistoare, microfoane cu cărbune, cît și în sisteme neelectrice. Astfel, s-a arătat că fluctuațiile potențialului de membrană în sisteme biologice cuprind componente 1/f.

3. $$q(f) = k \cdot f\, 1/p^{2\alpha}. \tag{12.5.}$$

Zgomotul avînd o astfel de densitate spectrală de putere este cunoscut sub denumirea de zgomot roșu.

4. $$q(f) = k \cdot 1/f^{\alpha}. \tag{12.6}$$

Zgomotele avînd o astfel de densitate spectrală de putere sînt curent întîlnite în sistemele electronice, pentru α cuprins între $\alpha = 0{,}8 - 1{,}2$. Densitatea spectrală de putere a zgomotului galactic este caracterizată de $\alpha = 2{,}7$.

5. $$q(f) = k \cdot (1 - \cos\, 2\pi f/f_0). \tag{12.7}$$

Zgomote avînd o astfel de densitate spectrală de putere sînt caracteristice dispozitivelor cu transfer de sarcină.

6. $$q(f) = 1/(1 + (\pi f/2a)^2). \tag{12.8}$$

O densitate spectrală de putere de acest tip caracterizează zgomotul pop corn, apărut în tranzistoare bipolare. Semnalele telegrafice aleatoare, generînd interferențe nedorite, produc zgomot cu aceeași densitate spectrală de putere.

Avînd în vedere aceste elemente, specificarea unui tip de zgomot se face indicîndu-se atît distribuția de amplitudine cît și densitatea spectrală de putere caracteristică.

Trebuie arătat că, cu excepția regiunii frecvențelor joase de circa pînă la 1 kHz, unde dominante sînt zgomotele de joasă frecvență de tip $1/f$ sau $1/f^{\alpha}$ cu diverse distribuții de amplitudine, în rest, majoritatea zgomotelor sînt zgomote gaussiene albe, sau pot fi considerate, fără a comite erori majore, a fi de acest tip.

12.3. MECANISME DE ZGOMOT

Zgomotul produs în aparatura electronică provine din trei surse majore, corespunzînd unor mecanisme diferențiate de producere: zgomot termic, zgomot $1/f$, zgomot de impulsuri. În funcție de particularitățile circuitelor electronice, unul din aceste mecanisme poate produce un zgomot dominant, mai ușor observabil și măsurabil, dar de obicei cele trei tipuri de zgomot coexistă simultan în circuite.

Zgomotul termic

Zgomotul termic este generat de mișcarea aleatoare determinată de agitația termică a electronilor într-un conductor. El este în esență un zgomot alb.

Se arată că valoarea eficace a tensiunii de zgomot este dată de

$$V_{zgT} = (4kTBR)^{1/2}. \tag{12.9}$$

unde

k este constanta lui Boltzman, $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K;
T — temperatura măsurată în K a conductorului;
R — rezistența sau partea reală a impedanței conductorului;
B — banda echivalentă de zgomot a sistemului de măsură în Hz.

Din examinarea relației (12.9) se pot trage cîteva concluzii importante.

În primul rînd, din expresia lui V_{zgT} se deduce faptul că nu are importanță unde este situată în spectrul de frecvență banda sistemului de măsură. Dacă nu este situată într-o regiune în care alte tipuri de zgomote devin predominante, zgomotul termic se poate măsura la fel de bine la frecvențe joase și medii ca și la frecvențe înalte.

În al doilea rînd, factorul R reprezintă rezistența sau partea reală a impedanței conductorului. De aici două concluzii: prima — reactanțele pure nu generează zgomot termic; și a doua — rezistența ce se ia în considerare este rezistența dinamică, de curent alternativ, partea reală a impedanței conductorului, și nu în mod simplu rezistența de curent continuu.

În al treilea rînd, se observă că în expresia tensiunii de zgomot apare temperatura T a conductorului. De aici necesitatea ca la măsurarea zgomotelor termice să se specifice temperatura la care se află conductorul. De obicei, se preferă a se lua temperatura de referință, temperatura de 290 K.

În al patrulea rînd, se observă că expresia tensiunii de zgomot nu depinde de valoarea semnalului de curent alternativ sau de valoarea componentelor de curent continuu a curentului prin rezistență. Zgomotul termic apare în absența semnalului sau a polarizărilor de curent continuu.

Zgomotul $1/f$

Originea zgomotului $1/f$ a fost îndelung discutată în literatura de specialitate. Observat pentru prima dată în tuburi acest zgomot a fost numit flicker.

Cauza majoră a apariției acestui tip de zgomot se pare a fi de natură tehnologică. Au fost propuse în acest sens modele avînd la bază fenomenele de recombinare la nivelul suprafeței bazei în tranzistoare. În mod empiric valoarea eficace a curentului de zgomot asociat cu un curent de recombinare I are expresia

$$I_{zg}^2 = k \cdot I^c \cdot B/f. \tag{12.10}$$

unde

k reprezintă o constantă de proporționalitate;
I — valoarea componentei de c.c. în A;
f — frecvența, în Hz;
B — banda echivalentă de zgomot, în Hz;
c — constanta cu valoarea 1 sau 2, depinzînd de tipul mecanismului de recombinare.

Alte mecanisme de zgomot $1/f$ propuse au la bază impurități ale materialului, fenomene de suprafață în regiunea bază-colector, discontinuități în structura cristalină etc.

Zgomotul de impulsuri

Mecanismul care stă la baza producerii zgomotului de impulsuri este direct legat de însăși fenomenul de transport a sarcinii electrice.

Să considerăm, de exemplu, cazul unei diode cu vid polarizată direct. Presupunînd că toți electronii care părăsesc catodul ajung la anod, la ajungerea fiecărui electron cu sarcina e pe anod, va rezulta un impuls de curent. La trecerea acestuia printr-un conductor se va produce o tensiune alternativă aleatoare cu valoare medie nulă, dar cu valori instantanee diferite de zero.

Se arată că expresia determinînd valoarea eficace a curentului de zgomot este

$$I_{zgI}^2 = 2e \cdot I \cdot B. \tag{12.11}$$

unde

e este sarcina electronului, $= 1{,}59 \cdot 10^{-19}$ C;
I — curentul continuu, în A;
B — banda echivalentă de zgomot, în Hz.

Din examinarea relației 12.11 apare evident faptul că zgomotul de impulsuri este proporțional cu rădăcina pătrată a benzii echivalente de zgomot. Să notăm de asemenea că pentru măsurarea zgomotului de impulsuri nu are importanță unde este centrată banda echivalentă de zgomot. În fine, valoarea eficace a curentului de zgomot de impulsuri depinde direct de mărimea componentei de curent continuu.

Zgomotul de impulsuri, ca și zgomotul termic este un zgomot gaussian alb. Spre deosebire de acesta, zgomotul de impulsuri apare numai în prezența unor polarizări de curent continuu.

Din punct de vedere fizic, zgomotul de impulsuri este condiționat de trecerea de către electroni a unei bariere de potențial. În cazul elementelor pasive, neexistînd bariere de potențial nu există zgomot de impulsuri. De aici o ultimă concluzie și anume aceea că zgomotul de impulsuri apare numai în componente electronice active. Exemple comune sînt diodele semiconductoare sau tranzistorii bipolari.

12.4. BANDA ECHIVALENTĂ DE ZGOMOT

Trebuie specificat că banda echivalentă de zgomot a unui circuit este diferită de banda uzual folosită la 3 dB.

Din considerente energetice, banda echivalentă de zgomot B se definește ca diferența frecvențelor între care integrala unei amplificări constante de putere este egală cu integrala amplificării reale de putere a circuitului în banda respectivă

$$B \cdot A_p = \int_0^\infty A_p(f)\mathrm{d}f. \tag{12.12}$$

Luînd în considerare un element mai utilizat și anume amplificarea de tensiune se poate scrie

$$B = \frac{1}{A_{v_0}^2} \int_0^\infty A_v^2(f)\, \mathrm{d}f \tag{12.13}$$

în care

B este banda echivalentă de zgomot;
A_{v0} — amplificarea de tensiune la f_0;
$A_v(f)$ — amplificarea de tensiune ca funcție de frecvență.

Considerînd relația 12.13, se observă faptul că banda echivalentă de zgomot depinde de amplificarea de tensiune la o frecvență f_0 din bandă, deci de alegerea frecvenței de referință f_0. Dacă în cazul caracteristicilor de frecvență prezentînd un singur maxim, cum este caracteristica din figura 12.5 nu există mai multe posibilități rezonabile de alegere a lui f_0, în cazul unor dependențe de frecvență a lui $A_v(f)$ prezentînd mai multe maxime, pot apare mai multe alegeri.

Referindu-ne la figura 12.6, apare evident că benzile echivalente de zgomot definite cu referire la $A_v(f_1)$ și $A_v(f_2)$ sînt diferite. Ambele alegeri fiind rezonabile, ambele benzi echivalente sînt corecte. Pentru înlăturarea eventualelor neînțelegeri, se preferă a se indica în cazul unor caracteristici de frecvență complicate frecvența de referință la care se raportează banda echivalentă de zgomot.

Luînd în considerare cazul prezentat în figura 12.7, al unui amplificator a cărui caracteristică are o pantă de 6dB/octavă, prin calcularea integralei 12.13 cu referire la A_{v0}, se determină

$$B = (\pi/2) \cdot f_s. \tag{12.14}$$

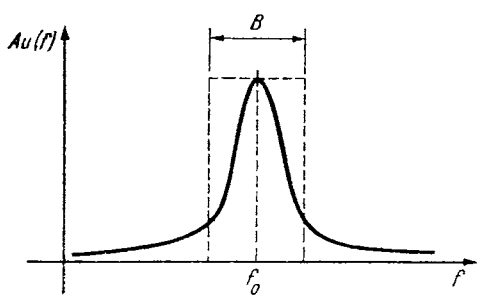


Fig. 12.5. Caracteristică de frecvență cu un singur maxim.

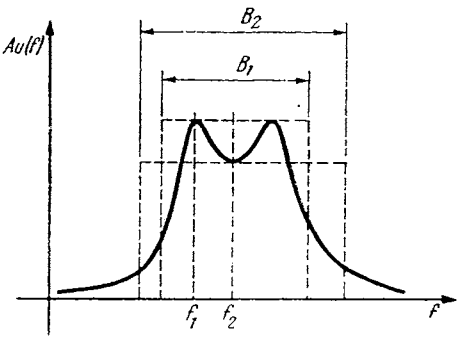


Fig. 12.6. Caracteristică de frecvență cu 2 maxime.

În cazul în care panta este de 12dB/octavă, se poate determina de asemenea:

$$B = 1{,}22 \cdot f_s. \tag{12.15}$$

În fine, în cazul unor filtre trece-bandă de tip Butterworth sau Cebîșev, se arată că banda echivalentă de zgomot depinde de numărul de poli al funcției de transfer, și se apropie de banda la 3dB a filtrului cu cît numărul de poli crește (fig. 12.8).

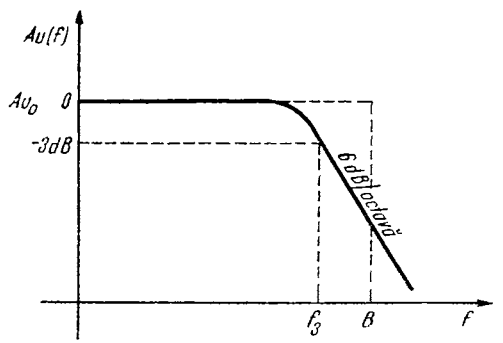


Fig. 12.7. Caracteristică de frecvență de tip trece-jos.

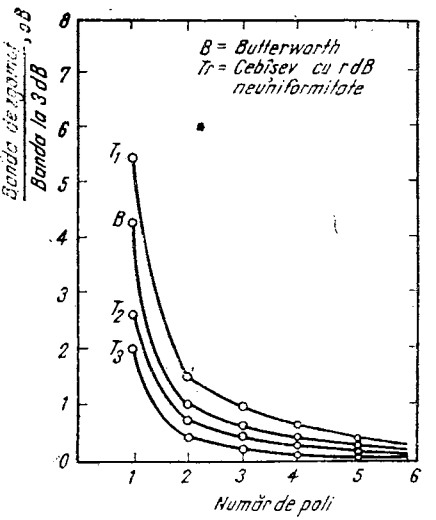


Fig. 12.8. Dependența benzii echivalente de zgomot pentru filtre Butterworth și Cebîșev de numărul de poli al funcției de transfer.

12.5. ÎNSUMAREA TENSIUNILOR DE ZGOMOT; FACTOR DE CORELAȚIE

Deseori în analiza de zgomot a circuitelor apar situații ca cea din figura 12.9. În acest caz două sau mai multe generatoare de zgomot a căror tensiuni de zgomot sînt produse independent și a căror valori instantanee nu sînt în nici un fel interdependente, sînt conectate în serie. Astfel de generatoare de zgomot sînt necorelate.

Avînd în vedere considerente energetice

$$P_{E\,tot} = P_{E1} + P_{E2}. \tag{12.16}$$

Se deduce cu ușurință că

$$E^2_{zgtot} = E^2_{zg1} + E^2_{zg2}. \tag{12.17}$$

Însumarea tensiunilor de zgomot necorelate se face așadar nu simplu, prin însumarea valorilor efective a celor două tensiuni, ci în conformitate cu relația 12.17.

În cazul în care tensiunile de zgomot sînt corelate, expresia lui $E^2_{zg\,tot}$ devine

$$E^2_{zg\,tot} = E^2_{zg1} + E^2_{zg2} + 2CE_{zg1} \cdot E_{zg2} \tag{12.18}$$

unde coeficientul C se numește coeficient de corelație. El are valori cuprinse între $+1$ și -1. Cazul $C = \pm 1$ corespunde unor zgomote total corelate. În această situație valoarea efectivă a tensiunii totale de zgomot este egală cu suma algebrică a valorilor efective a tensiunilor ce se compun. Cazul $C = 0$, corespunde zgomotelor necorelate.

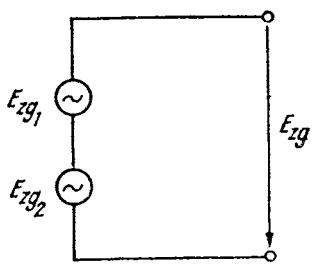


Fig. 12.9. Însumarea tensiunilor de zgomot.

12.6. ZGOMOTUL ECHIVALENT LA INTRAREA CUADRIPOLILOR

Deoarece fiecare componentă electronică este o sursă de zgomot, analiza din punct de vedere al zgomotului a unor circuite cu multe componente s-ar putea face astfel: se înlocuiește fiecare componentă cu un circuit de zgomot echivalent, compus din componenta fără zgomot și surse de tensiune sau de curent de zgomot și se analizează schema electrică astfel rezultată. O astfel de abordare a analizei de zgomot se lovește însă de cele mai multe ori de dificultăți majore de calcul. Pentru a evita această situație se preferă de aceea a se folosi reprezentări de zgomot a circuitelor cuprinzînd mai puțini parametri.

Se arată astfel că, pentru un cuadripol oarecare, sursele interne de zgomot pot fi reprezentate printr-o pereche de generatoare de zgomot conectate de obicei la poarta de intrare.

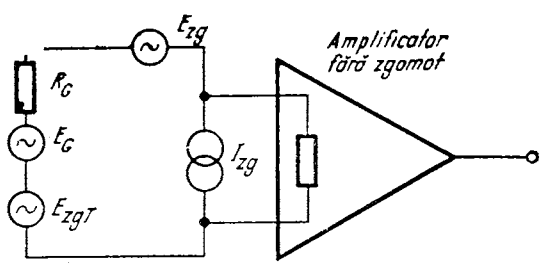


Fig. 12.10. Circuitul echivalent de zgomot al unui amplificator real.

Considerînd un amplificator cu zgomot, prin folosirea acestei metode, analiza se poate face folosind circuitul echivalent prezentat în figura 12.10. Generatoarele E_{zg} și I_{zg} reprezintă univoc contribuția de zgomot a amplificatorului. Prin transformări simple, se poate ajunge de asemenea la folosirea

unui singur generator de zgomot echivalent la intrare. Se demonstrează că în acest caz valoarea generatorului de zgomot echivalent la intrare este dată de

$$E_{zge}^2 = E_{zgT}^2 + E_{zg}^2 + I_{zg}^2 \cdot R_G^2, \tag{12.19}$$

unde E_{zgT} este zgomotul termic al rezistenței de generator.

12.7. FACTORUL DE ZGOMOT

Factorul local de zgomot al unui cuadripol la o frecvență de intrare specificată se definește ca raportul dintre puterea totală de zgomot pe unitate de lărgime de bandă disponibilă la poarta de ieșire cînd temperatura la poarta de intrare este standard (290 K), supra partea puterii de zgomot la ieșire produsă la frecvența specificată de poarta de intrare.

$$F(f) = \frac{\text{puterea totală la zgomot la ieșirea în unitate de bandă}}{\text{partea puterii de zgomot la ieșire datorată rezistenței de generator}} \cdot \tag{12.20}$$

Dependența de frecvență a factorului local de zgomot este determinată de variația cu frecvența a amplificării cuadripolului, a rezistenței de generator etc. Prin compararea nivelelor de zgomot în prezența și absența zgomotului propriu a cuadripolului, factorul local de zgomot dă o măsură a performanțelor de zgomot la o frecvență specificată a cuadripolului.

În practică, pentru a caracteriza performanțele de zgomot a unui cuadripol într-o bandă de frecvență se folosește un alt parametru și anume factorul de zgomot mediu. Analog cu 12.20.

$$\bar{F} = \frac{\text{puterea totală de zgomot la ieșire}}{\text{partea puterii de zgomot la ieșire datorată rezistenței de generator}} \tag{12.21}$$

sau,

$$\bar{F} = \frac{\int_{f_j}^{f_s} F(f)\, A_p(f)\, \mathrm{d}f}{\int_{f_j}^{f_s} A_p(f)\, \mathrm{d}f} \tag{12.22}$$

unde

$A_p(f)$ reprezintă amplificarea de putere a cuadripolului;

f_s, f_j — frecvența superioară, respectiv inferioară definind banda ce prezintă interes.

Factorul de zgomot mediu reprezintă media ponderată a factorilor locali de zgomot în banda ce prezintă interes, factorul de pondere fiind chiar amplificarea de putere a cuadripolului. În cele ce urmează factorul de zgomot mediu $\bar{F}$, va fi simplu numit factor de zgomot, F.

Se poate demonstra că plecînd de la (12.20), o definiție echivalentă a factorului de zgomot este

$$F = RSZ_{in}/RSZ_0 \tag{12.23}$$

unde RSZ_{in}, RSZ_0 reprezintă raportul semnal-zgomot la intrarea, respectiv ieșirea cuadripolului. Considerarea în acest fel a factorului de zgomot F a unui cuadripol ca o măsură a degradării raportului semnal-zgomot la trecerea unui semnal prin cuadripol este de multe ori foarte utilă.

În astfel de situații în care RSZ este exprimat în decibeli, se obișnuiește a se exprima factorul de zgomot tot în decibeli.

$$F(\text{dB}) = RSZ_{in}(\text{dB}) - RSZ_0(\text{dB}) \tag{12.24}$$

sau plecînd de la (12.21)

$$F(\text{dB}) = 10 \log \frac{\text{puterea totală de zgomot la ieșire}}{\text{partea puterii de zgomot la ieșire datorată rezistenței de generator}}. \tag{12.25}$$

Considerînd cazul simplu al amplificatorului prezentat în figura 12.10, prin aplicarea relației 12.25 se deduce

$$F(\text{dB}) = 10 \log \frac{A_p \cdot \text{Puterea zgomotului echivalent de intrare}}{A_p \cdot \text{Puterea zgomotului termic al lui } R_G}$$

sau

$$F(\text{dB}) = 10 \log (E^2_{zge}/E^2_{zgT}).$$

Ținînd seama de

$$E^2_{zge} = E^2_{zgT} + E^2_{zg} + R^2_G I^2_{zg}$$

$$F(\text{dB}) = 10 \log (1 + E^2_{zg}/E^2_{zgT} + R^2_G I^2_{zg}/E^2_{zgT})$$

rezultă

$$F(\text{dB}) = 10 \log (1 + E^2_{zg}/4kTBR_G + I^2_{zg}R_G/4kTB). \tag{12.26}$$

Relația (12.26) indică faptul că factorul de zgomot al unui cuadripol într-o bandă B depinde în exclusivitate de parametrii E_{zg}, I_{zg} ai cuadripolului, de temperatura T, și de rezistența de generator R_G.

12.8. MĂSURAREA AMPLITUDINII ZGOMOTELOR

La prima vedere măsurările asupra amplitudinii zgomotelor nu pun probleme deosebite. Totuși ele necesită luarea unor precauții caracteristice asupra cărora vom insista în continuare.

O primă observaţie care trebuie avută în vedere la efectuarea unor astfel de măsurători este faptul că definirea amplitudinii zgomotului se face plecînd de la considerente energetice. De aici consecinţa imediată este că indicarea mărimii unui zgomot se face în valori efective (eficace). Astfel stînd lucrurile, măsurarea amplitudinii zgomotelor se face de preferinţă cu instrumente de valoare efectivă adevărată. Astfel de instrumente sînt în primul rînd instrumente termice.

De cele mai multe ori însă instrumentele de măsură de curent alternativ avute la dispoziţie în laboratoare sînt instrumente de valoarea medie. Semnalul aplicat la intrarea unui astfel de instrument este redresat, filtrat, şi este măsurată valoarea sa medie. Ţinînd seama de faptul că pentru semnale de măsură sinusoidale

$$V_{ef} = V_{max}/\sqrt{2} = 0{,}707\ V_{max} \tag{12.27}$$

şi

$$V_{med} = 2 \cdot V_{max}/\pi = 0{,}636\ V_{max} \tag{12.28}$$

se observă că:

$$V_{ef}/V_{med} = 0{,}707/0{,}636 = 1{,}11 = \text{ct.} \tag{12.29}$$

Rezultă că, cu excepţia unui factor de scală, instrumentele de valoare medie pot fi etalonate în valori efective.

În cazul în care un astfel de instrument este folosit pentru măsurări de zgomot situaţia se schimbă. Avînd în vedere faptul că pentru un zgomot gaussian

$$V_{med} = 0{,}798\ V_{ef} \tag{12.30}$$

iar pentru un semnal sinusoidal

$$V_{med} = V_{ef}/1{,}11 = 0{,}9\ V_{ef} \tag{12.31}$$

se deduce că valoarea de zgomot indicată de un instrument etalonat în valori efective pentru semnal de intrare sinusoidal trebuie corectată. Mărimea factorului de corelaţie necesar este

$$K = 0{,}9/0{,}798 = 1{,}13, \tag{12.32}$$

sau

$$K \simeq 1\ \text{dB}. \tag{12.33}$$

În concluzie, cînd se măsoară valori de zgomot cu instrumente de valoare medie se multiplică valoarea citită cu 1,13, sau echivalent, se adună 1 dB.

În ceea ce privește instrumentele indicînd valoarea de vîrf, datorită însă și proprietăților zgomotului, ele nu se pretează la măsurări asupra zgomotelor.

O a doua observație care trebuie avută în vedere la efectuarea acestor măsurători se referă la faptul că valoarea de vîrf a zgomotului poate depăși de cîteva ori valoarea sa efectivă. Astfel, din examinarea tabelului 12.1 se poate constata că, de exemplu, în 1% din timpul de măsură valoarea instantanee a zgomotului depășește de 2,57 ori valoarea sa efectivă.

Tabelul 12.1

Dependența timpului cît valoarea de vîrf a unui zgomot gaussian depășește valoarea efectivă de amplitudinea relativă

Valoare de vîrf / Valoare efectivă	Timpul cît valoarea de vîrf depășește valoarea efectivă (%)
1,645	10
2,576	1,0
3,291	0,1
3,890	0,01
4,417	0,001
4,892	0,0001

Tabelul 12.2

Dependența erorii de măsură de banda relativă a instrumentului folosit

Banda instrumentului de măsură / Banda echivalentă de zgomot a sistemului	Eroare (%)
1	−29,3
2	−18,2
5	− 8,5
10	− 4,4
20	− 2,1
50	− 0,7
100	− 0,2
1 000	0

Această constatare se traduce în practică în faptul că se recomandă a se lucra cu instrumente care permit prelucrarea liniară a semnalelor avînd de cîteva ori valoarea zgomotului măsurat. La folosirea volumetrelor electronice, care din considerente de protejare a instrumentului indicator introduc limitări în valoarea instantanee a semnalului, citirile de zgomot se recomandă a se face la cel mult jumătate din indicația maximă a scalei.

O a treia observație care se impune se referă la banda de frecvență a aparatului de măsură. Referindu-ne la tabelul 12.2 se constată că pentru un zgomot alb cu cît banda instrumentului de măsură este mai mare în comparație cu banda echivalentă de zgomot a sistemului măsurat, cu atît eroarea de măsură este mai mică. Este de aceea de dorit ca măsurările de zgomot să fie făcute cu instrumente avînd bandă mare în raport cu sistemul măsurat, și anume de cel puțin zece ori banda sistemului.

În cazul în care instrumente îndeplinind simultan cerințele enunțate nu sînt disponibile, se pot folosi alte metode. Astfel, în cele ce urmează se examinează o metodă de măsurare a amplitudinii zgomotelor gaussiene numită metoda tangențială. Metoda folosește un osciloscop de bandă largă cu două canale.

Principiul care stă la baza metodei este următorul: se consideră un semnal aleator gaussian cu valoare medie nulă și cu dispersia σ

$$f_1(x) = \exp(-x^2/2\sigma^2)/(\sigma(2\pi)^{1/2}) \tag{12.34}$$

și un al doilea semnal aleator gaussian cu valoare medie d și aceeași dispersie

$$f_2(x) = \exp[-(x-d)^2/2\sigma^2]/(\sigma(2\pi)^{1/2}] \tag{12.35}$$

reprezentate în figura 12.11, *a*. Considerînd

$$g(x) = f_1(x) + f_2(x) \tag{12.36}$$

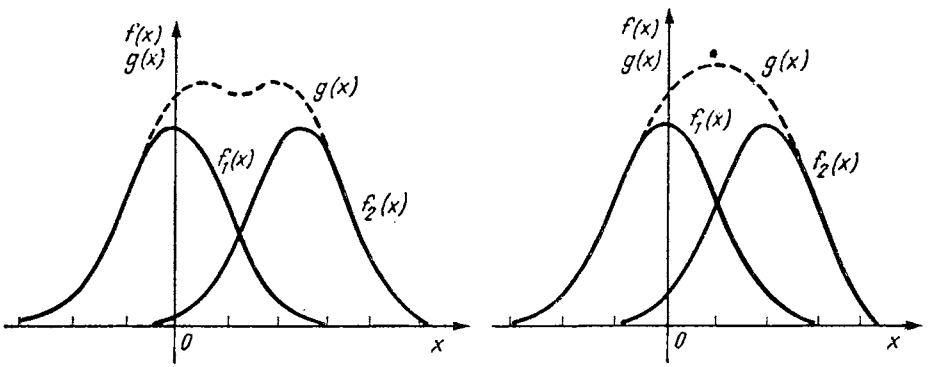


Fig. 12.11. Reprezentarea funcțiilor $f_1(x)$, $f_2(x)$ și $g(x)$:
a — cazul $d > \sigma$; *b* — cazul $d = \sigma$.

se observă că funcția sumă $g(x)$ prezintă două maxime și un minim. Dacă se micșorează treptat valoarea medie a celui de al doilea semnal se ajunge la un moment dat la situația din figura 12.11, *b*, în care funcția sumă prezintă un singur maxim plat. Se arată că în acest caz

$$d = 2\sigma. \tag{12.37}$$

Plecînd de la această constatare metoda de măsură cuprinde următoarele etape:

Se conectează intrările A și B ale osciloscopului în punctul de măsură. Se va avea grijă ca comutatorul mod de lucru al osciloscopului să fie pus pe poziția ALT, și cele două canale să fie identic calibrate. Pe ecranul osciloscopului apar două benzi luminoase (fig. 12.12, *a*).

Se acționează butoanele POZ Y ale celor două canale pînă ce banda întunecată dintre cele două benzi luminoase dispare (fig. 12.12, *b*). Aceasta corespunde situației prezentate în figura 12.11, *b*.

Se îndepărtează zgomotul de la intrarea celor două canale. Distanța dintre cele două linii orizontale ale spoturilor reprezintă de două ori valoarea efectivă a zgomotului (fig. 12.12, *c*.).

Se arată că cu ajutorul acestei metode eroare de măsură maximă poate fi

$$\varepsilon_{MAX} = 1{,}115 \simeq 1 \text{ dB}. \tag{12.38}$$

Metoda se remarcă prin simplitatea și o bună acuratețe. De asemenea, singura cerință ce se impune osciloscopului cu două canale este ca banda sa să

depășească de cel puțin 10 ori banda echivalentă de zgomot a sistemului măsurat.

Ca regulă, în măsurătorile de amplitudine a zgomotelor o precizie de 10% se consideră satisfăcătoare.

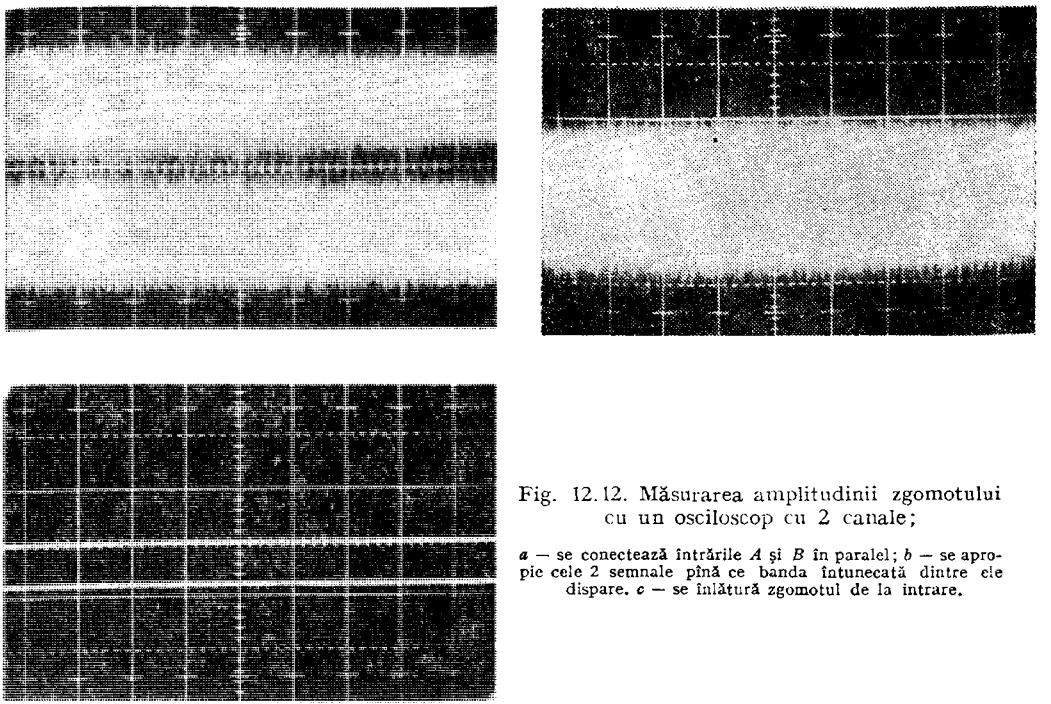


Fig. 12.12. Măsurarea amplitudinii zgomotului cu un osciloscop cu 2 canale;

a — se conectează intrările *A* și *B* în paralel; *b* — se apropie cele 2 semnale pînă ce banda întunecată dintre ele dispare. *c* — se înlătură zgomotul de la intrare.

12.9. MĂSURĂRI PENTRU DETERMINAREA FUNCȚIEI DENSITATE SPECTRALĂ DE PUTERE A ZGOMOTELOR

Fiecare componentă electronică generează, așa cum s-a arătat, anumite tipuri de zgomot. Este de aceea de așteptat ca la ieșirea unor montaje complexe zgomotul rezultant să fie un zgomot complex. Densitatea spectrală de putere a unui astfel de zgomot poate fi foarte greu teoretic calculată și de aceea în cazurile în care este necesar să fie cunoscută singura modalitate de determinare este măsurarea în banda de frecvență în care ea prezintă interes.

În cele ce urmează sînt prezentate cîteva metode permițînd determinarea experimentală a funcției densitate spectrală de putere în funcție de frecvență și anume: metoda directă, metoda de heterodinare, metoda de vizualizare.

Metoda directă

Schema bloc a unui montaj pentru determinarea densității spectrale de putere folosind metoda directă este dată în figura 12.13.

Presupunînd că comutatorul K este pe poziția 1, și FTB1 este centrat pe f_1, tensiunea de zgomot măsurată la ieșire permite determinarea lui $q(f)$ folosind

$$q(f_1) = kV_{zo}^2/B_1. \tag{12.39}$$

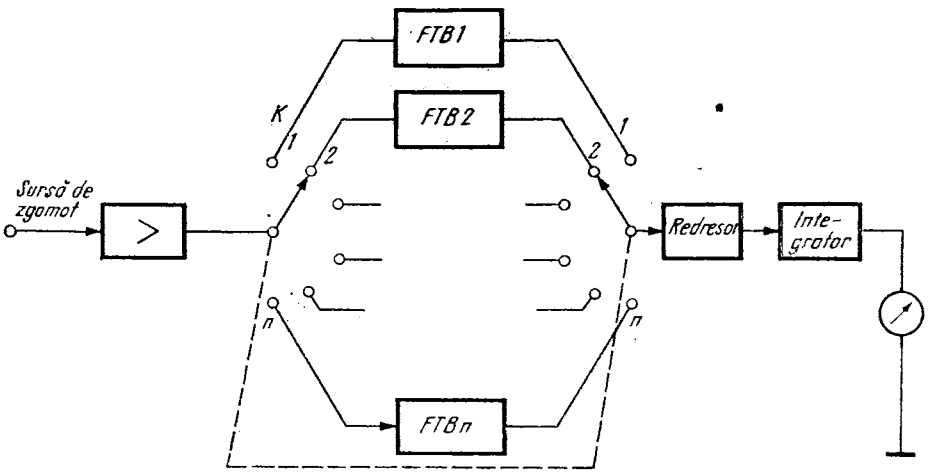


Fig. 12.13. Schema bloc pentru măsurarea densității spectrale de putere cu metoda directă.

În acest fel, prin comutarea filtrelor de bandă FTB1, FTB2 ... se poate ridica caracteristica de frecvență a lui $q(f)$ prin puncte.

Amplificatorul trebuie să fie sortat pentru zgomot redus, și caracteristica sa de amplitudine trebuie să fie constantă în banda de măsură. De asemenea zgomotul propriu trebuie să fie un zgomot alb. O atenție deosebită la efectuarea calculelor trebuie avută asupra faptului că benzile B_1, B_2 ... sînt benzi echivalente de zgomot.

Metoda prezintă inconvenientul folosirii a mai multor filtre și a necesității îndeplinirii de către filtre și amplificator a unor condiții de proiectare foarte severe. De aceea metoda se folosește preponderent în cazul unor nivele mari ale sursei de zgomot, caz care elimină amplificatorul de intrare.

Metoda de heterodinare

Schema bloc a unui montaj funcționînd pe principiul heterodinării este dată în figura 12.14. Se arată că în acest caz expresia curentului de zgomot la intrarea de măsură poate fi scrisă astfel

$$I(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \cos(\omega_n t - \varphi_n) \tag{12.40}$$

unde φ_1, φ_2, ... φ_n sînt unghiuri cu distribuție aleatoare între 0 și 2π. Prin modularea cu zgomot a semnalului auxiliar

$$I_a(t) = A \cos \omega_a t \tag{12.41}$$

și trecerea printr-un filtru trece-bandă, semnalul la ieșirea din filtru are expresia

$$I'(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \cos\left[(\omega_n + \omega_a) \cdot t/2 - \varphi_n/2\right] \tag{12.42}$$

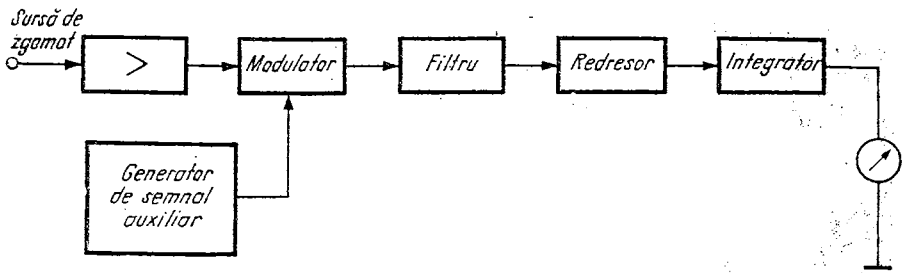


Fig. 12.14. Schema bloc pentru măsurarea densității spectrale de putere cu metoda heterodinării.

ceea ce corespunde unei deplasări în frecvență a spectrului zgomotului. Prin varierea lui ω_a se poate astfel determina prin puncte caracteristica de frecvență a funcției densitate spectrală de putere.

Metoda prezintă avantajul folosirii unor elemente comune și necostisitoare. De asemenea, nivelul de zgomot necesar modulării fiind relativ mic, cerințele ce se pun amplificatorului de intrare sînt mai ușoare. În fine, filtrul de bandă nefiind comutabil, $q(f)$ este proporțional cu V_{3g}^2.

Metoda vizualizării

În ceea ce privește metodele de vizualizare, ele fac apel la aparate care permit directa vizualizare a densității spectrale de putere în funcție de frecvență.

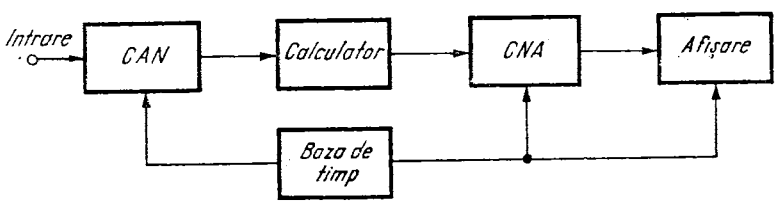


Fig. 12.15. Schema bloc a unui analizor de semnal.

Utilizarea unui astfel de aparat se bazează pe calcularea funcției de autocorelație a semnalului aplicat la intrarea sa. Folosind funcția de autocorelație este calculată în conformitate cu teorema Wiener-Hincin funcția densitate spectrală de putere. Ea este afișată pe ecranul aparatului. Schema bloc a unui astfel de aparat numit analizor de semnal sau analizor Fourier este prezentată în figura 12.15. Zgomotul aplicat la intrarea aparatului este trecut printr-un convertor analog digital și aplicat la intrarea unui calculator specializat. Semnalul sub formă digitală de la ieșirea acestuia reprezentînd densitatea

spectrală de putere este aplicat la intrarea unui convertor digital analog şi este folosit la afişare. În figura 12.16. este prezentată densitatea spectrală de putere a unui zgomot de tip $1/f$ apărut în amplificatoare operaţionale afişată pe ecranul unui analizor de semnal. Fiecare linie reprezintă puterea de

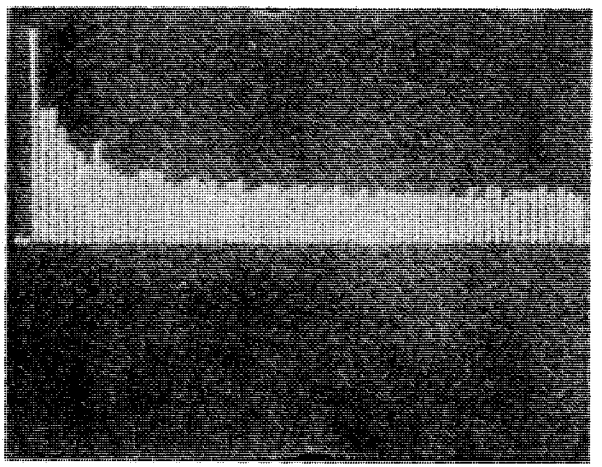


Fig. 12.16. Zgomot $1/f$ vizualizat pe ecranul unui analizor de semnal.

zgomot în 10^{-13} V²/div, într-o bandă de 15,6 Hz. Scara orizontală este lineară cu frecvenţa de la 0 la 1 KHz.

Utilizarea analizorului de semnale, se caracterizează prin simplitate. Totuşi, ţinînd seama de complexitatea aparatului şi de faptul că sensibilitatea lui este relativ mică (este necesar la intrare un semnal de ordinul sutelor de mV) se preferă folosirea altor metode.

Deşi nu se încadrează riguros în această categorie, un aparat foarte folosit, utilizabil în măsurători asupra zgomotului este analizorul de spectru.

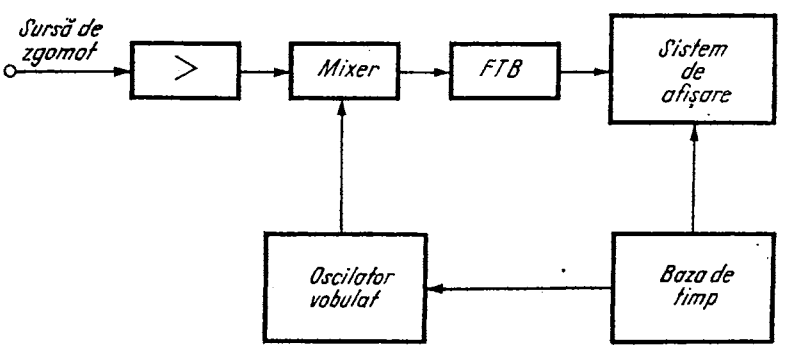


Fig. 12.17. Schema bloc a unui analizor de spectru.

Schema bloc a unui astfel de aparat este prezentată în figura 12.17. Se poate uşor observa că blocurile amplificator, mixer, oscilator vobulat, filtru trecebandă, sînt similare cu cele din figura 12.14. Baza de timp comandă varierea

frecvenței oscilatorului vobulat și sistemul de afișare care folosește un tub catodic. Trebuie menționat că semnalul fiind proporțional cu V_{zg} și nu cu V_{zg}^2, caracteristica afișată nu reprezintă dependența densității spectrale de putere în funcție de frecvență, ci numai spectrul tensiunii de zgomot.

Deși furnizează numai informații calitative, utilizarea analizorului de spectru se caracterizează prin simplitate. De asemenea ținînd seama de faptul că sensibilitatea analizoarelor de spectru actuale este de ordinul microvoltilor, ea permite măsurări directe asupra majorității tipurilor de zgomot. Cu titlu exemplificativ, caracteristica tensiune de zgomot în funcție de frecvența pentru un zgomot de tip $1/f$ apărut în tranzistoare bipolare vizualizează pe ecranul unui analizor de spectru este prezentată în figura 12.18.

12.10. MĂSURĂRI PENTRU DETERMINAREA DISTRIBUȚIEI DE AMPLITUDINE A ZGOMOTELOR

Determinînd alături de densitatea spectrală de putere complet tipul unui zgomot, distribuția de amplitudine este un parametru important. Mai multe metode de măsurare a distribuției de amplitudine sînt prezentate în literatura de specialitate, și majoritatea au la bază același principiu de funcționare.

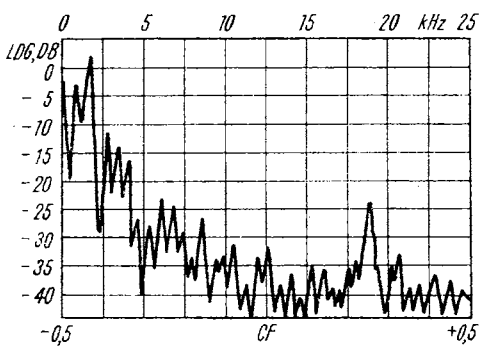


Fig. 12.18. Zgomot de tip $1/f$ vizualizat pe ecranul unui analizor de spectru

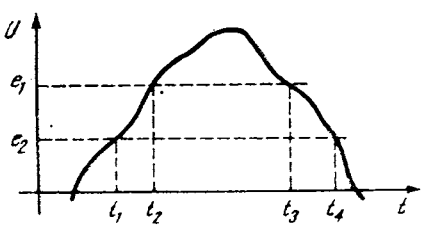


Fig. 12.19. Probabilitatea ca un semnal să depășească nivelul e_1 este proporțională cu $(t_3 - t_4)$.

Considerînd figura 12.19, probabilitatea ca semnalul aleator să depășească nivelele e_1, e_2 este $P(e_1)$ respectiv $P(e_2)$. La limită, cînd e_2 este foarte apropiat de e_1, se poate scrie

$$f(e) = \frac{P(e_1) - P(e_2)}{e_2 - e_1}$$

Funcționînd pe acest principiu, schema bloc a unui dispozitiv pentru determinarea distribuției de amplitudine este prezentată în figura 12.20.

Funcția de bază a dispozitivului este de a găsi probabilitatea ca semnalul de intrare să se afle între două nivele e_2 și e_1. Lărgimea pulsurilor de ieșire a canalului 1 este egală cu perioada de timp în care zgomotul depășește nivelul

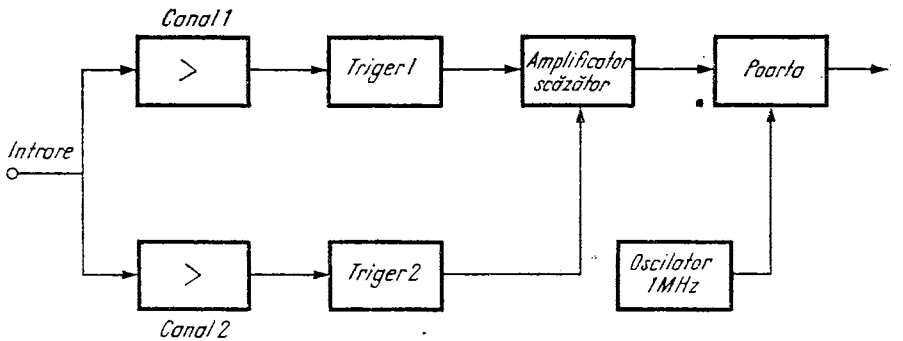


Fig. 12.20. Schema bloc a unui dispozitiv pentru determinarea distribuției de amplitudine.

e_1, de asemenea, lărgimea pulsurilor de ieșire a canalului 2 este egală cu perioada de timp în care zgomotul depășește nivelul e_2.

Ieșirile celor 2 canale sînt introduse într-un bloc de scădere, a cărei ieșire controlează prin intermediul porții P impulsurile de referință. La ieșirea porții va apare un număr de impulsuri direct proporțional cu probabilitatea ca semnalul de intrare să se afle între cele 2 nivele.

Considerînd schema de principiu dată în fig. 12.21, trigerele corespunzătoare canalelor 1 și 2 sînt realizate cu tranzistoarele T_2, T_3, respectiv T_7, T_8. Ele au un prag de 20 mV în funcționare stabilă, și diferența dintre cele 2 praguri este dată de tensiunea directă pe dioda D_3.

Montajul permite măsurarea precisă a distribuției de amplitudine. Totuși, pentru funcționarea corectă nivelul de intrare trebuie să fie de ordinul sutelor de mV, ceea ce face necesară prezența unui amplificator.

12.11. MĂSURAREA GENERATOARELOR ECHIVALENTE DE ZGOMOT E_{zg}, I_{zg} ALE UNUI CUADRIPOL

Așa cum s-a arătat în secțiunea 12.6, un diport avînd zgomot propriu poate fi echivalat cu un diport fără zgomot avînd caracteristici electrice identice dar care are conectate la poarta de intrare două generatoare de zgomot echivalente, E_{zg} și I_{zg} (fig. 12.10),

În multe situații este necesar a se cunoaște valoarea parametrilor E_{zg}, I_{zg}. De aceea în cele ce urmează va fi prezentată pe scurt o metodă de măsurare a acestora. Deși procedura prezentată se referă la cazul particular al unui tranzistor cu efect de cîmp, ea poate fi cu ușurință extinsă și pentru alți diporți (fig. 12.22).

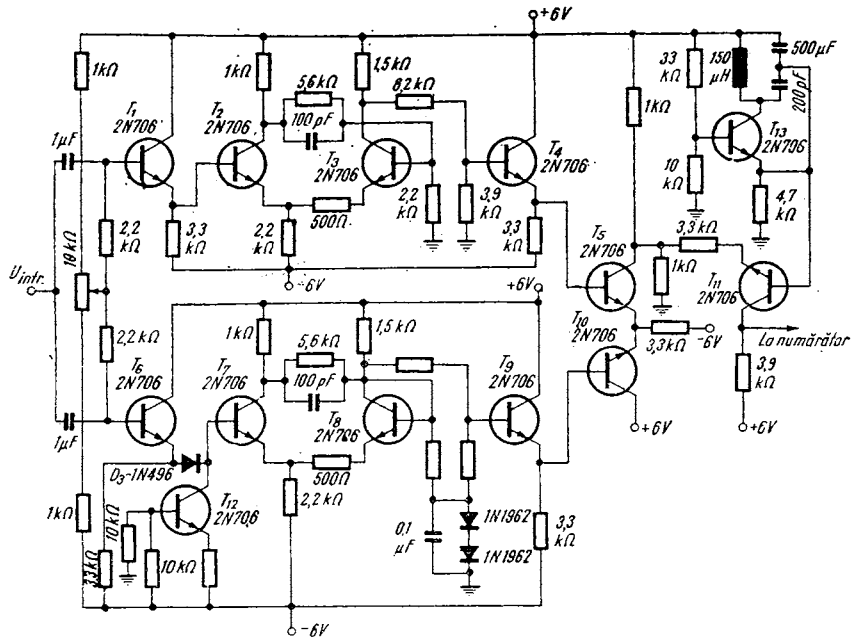


Fig. 12.21. Schema de principiu a dispozitivului pentru determinarea distribuției de amplitudine.

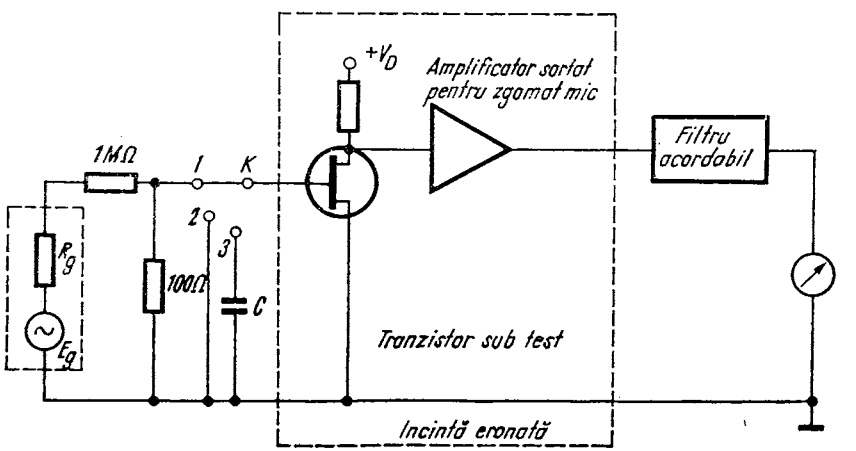


Fig. 12.22. Montaj permițînd măsurarea generatoarelor echivalente de zgomot ale unni tranzistor.

Considerînd tensiunea de zgomot echivalentă la intrare

$$E_{zge}^2 = E_{zgT}^2 + E_{zg}^2 + I_{zg}^2 R_G^2 \tag{12.43}$$

metoda folosește diverse particularizări ale acestei relații. În cazul în care $R_G = 0$, se observă că termenii E_{zgT}^2 și $I_{zg}^2 R_G^2$ se anulează. Zgomotul măsurat la ieșire este determinat numai de E_{zg}. În cazul în care R_G are o valoare foarte mare terinenul E_{zg}^2 devine neglijabil în comparație cu ceilalți doi. Pentru a separa cei doi termeni necunoscuți E_{zgT}^2 și $I_{zg}^2 R_G^2$ se poate folosi artificiul de a conecta în locul lui R_G un condensator cu mică de bună calitate. Cum componentele reactive nu generează zgomot termic, termenul E_{gzT}^2 se anulează. În acest caz

$$E_{zge}^2 = E_{zg}^2 + X_c^2 I_{zg}^2 \tag{12.44}$$

de unde

$$I_{zg} = (E_{zge}^2 - E_{zg}^2)^{1/2}/X_c. \tag{12.45}$$

Avînd în vedere aceste elemente, procedura de măsură a parametrilor E_{zg}, I_{zg} este pe scurt următoarea:

● Se stabilesc frecvențele f_s și f_j ale filtrului acordabil, corespunzînd benzii în care se dorește măsurarea parametrilor.

● Se ajustează generatorul sinusoidal la frecvența medie de centru

$$f_{med} = (f_s \cdot f_j)^{1/2} \tag{12.46}$$

● Se ajustează $E_G = 100$ mV, și se pune comutatorul K în poziția 1. Astfel:

$$V_{in} = 100 \text{ mV} \cdot 100\Omega/1\text{M}\Omega = 10 \text{ } \mu\text{V}.$$

● Se măsoară V_{01} și se calculează cîștigul amplificatorului

$$A_v = V_{01}/10 \text{ } \mu\text{V}.$$

● Se trece comutatorul K pe poziția 2 și se măsoară V_{02}. Se calculează E_{zg} cu A_V determinat la punctul 4

$$E_{zg} = V_{02}/A_V. \tag{12.47}$$

● Se trece comutatorul K pe poziția 3 și se măsoară V_{03}. Se calculează I_{zg} folosind A_V și E_{zg} determinate anterior.

$$I_{zg} = [(V_{03}/A_V)^2 - E_{zg}^2]^{1/2}/X_c. \tag{12.48}$$

Ținînd seama că pentru măsurarea lui I_{zg} se impune cerința ca R_G să fie foarte mare, metoda folosirii unui condensator este aplicabilă numai la frec-

venţe joase, de pînă la 200 Hz. În cazul în care se doreşte măsurarea lui I_{zg} la frecvenţe medii sau înalte în locul condensatorului C se poate conecta un rezistor R de valoare mare, producînd o tensiune de zgomot termic dată de

$$E_{zgT}^2 = 4KTRB. \tag{12.49}$$

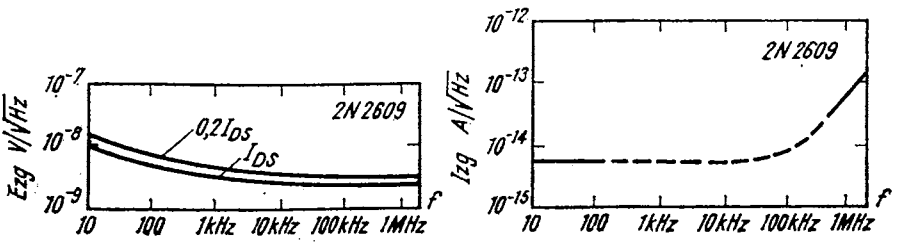


Fig. 12.23. Dependenţa de frecvenţă a generatoarelor echivalente de zgomot E_{zg}, I_{zg} pentru un tranzistor 2N2609.

În acest caz

$$I_{zg} = [(V_{03}/A_V)^2 - E_{zg}^2 - E_{zgT}^2]^{1/2}/R. \tag{12.50}$$

Cu titlu exemplificativ variaţia parametrilor E_{zg} şi I_{zg} măsuraţi folosind metoda prezentată este dată în figura 12.23.

12.12. MĂSURAREA FACTORULUI DE ZGOMOT AL CUADRIPOLILOR

Factorul de zgomot este parametrul de zgomot cel mai important al unu cuadripol. Ţinînd seama de aceasta au fost elaborate numeroase metode pentru măsurarea lui. Avîndu-se în vedere frecvenţa sau banda de frecvenţe la care se datoreşte măsurarea, sînt posibile două scheme generale de interconectare pentru executarea măsurării. Astfel o primă schemă posibilă este prezentată în figura 12.24. Ea este adoptată în general pentru gama de frec-



Fig. 12.24. Schemă bloc pentru măsurarea factorului de zgomot al unui cuadripol la frecvenţe sub 200 MHz.

venţe pînă la 100—200 MHz, şi se caracterizează prin posibilitatea de a regla admitanţa de generator. Aceasta influenţează, aşa cum s-a arătat, direct valoarea factorului de zgomot măsurat.

O a doua schemă posibilă de interconectare este cea prezentată în figura 12.25 și este adoptată pentru măsurări a factorilor de zgomot la frecvențe de peste 200—300 MHz. Ținînd seama de particularitatea aparatelor funcționînd în acest domeniu de frecvență de a lucra corect pe impedanțe fixe de intrare sau ieșire, sînt folosite două rețele electrice jucînd rol de transforma-

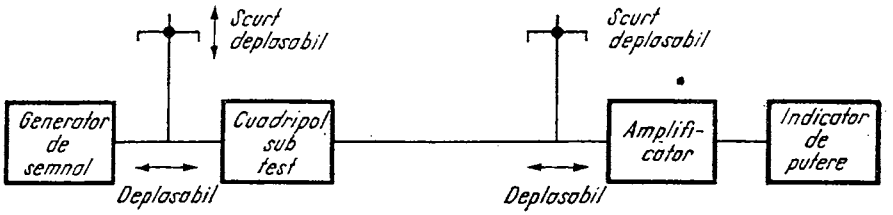


Fig. 12.25. Schemă bloc pentru măsurarea factorului de zgomot al unui cuadripol la frecvențe peste 200 MHz.

tori. În cele ce urmează vor fi examinate metode de măsurare a factorului de zgomot utilizînd aranjamentul prezentat în figura 12.24.

În general, metodele de măsurare a factorului de zgomot a unui cuadripol pot fi clasificate în metode directe (metoda generatorului armonic și metoda generatorului de zgomot) și metode indirecte (metode de comparație). O scurtă trecere în revistă a acestor metode precum și a avantajelor și dezavantajelor fiecărei metode este dată în continuare.

Metodele de comparație se bazează în esență pe compararea performanțelor cuadripolului de măsurat cu cele ale unui cuadripol de referință a cărui factor de zgomot este cunoscut. Ele sînt folosite îndeosebi în producție și au o utilitate relativ restrînsă. De aceea nu se va insista asupra lor în cele ce urmează.

Metoda generatorului armonic

Așa cum arată și numele această metodă permite folosind montajul din figura 12.24, determinarea factorului de zgomot a unui cuadripol. În acest caz generatorul de semnal cuprins în montaj este chiar un generator de semnal sinusoidal. Considerînd cele două relații de definiție echivalente (12.21) și (12.23) sînt disponibile două metode de măsură a factorului de zgomot.

Prima metodă pornește de la relația de definiție (12.21). Ea mai poate fi scrisă

$$F = P_{zgo}/(A_p \cdot P_{zgT}) \tag{12.51}$$

și metoda face apel pentru măsurarea lui A_p la folosirea generatorului sinusoidal în două situații. În prima situație generatorul de semnal este conectat la intrare dar nu este pornit. Să notăm cu P_1 valoarea puterii de ieșire. În cea de a doua situație generatorul este conectat la intrare și debitează un semnal cu puterea P_s. Să notăm cu P_2 valoarea puterii de ieșire. Folosind cele două măsurări se poate determina

$$A_p = (P_2 - P_1)/P_s. \tag{12.52}$$

Ținînd seama și de

$$P_{zgT} = 4kTB \tag{12.53}$$

rezultă

$$F = P_s/[(P_2/P_1 - 1)\cdot 4kTB]. \tag{12.54}$$

Raportul P_2/P_1 trebuie să fie cît mai mare pentru o precizie bună a măsurării. În practică, pentru a evita limitările, se preferă a se lua $P_2 = 2P_1$. În acest caz relația (12.54) devine

$$F = P_s/4kTB. \tag{12.55}$$

Ținînd seama de aceste elemente și referindu-ne la figura 12.26, măsurarea factorului de zgomot a unui cuadripol decurge în următoarele etape:

- Se stabilesc frecvențele f_s și f_j ale filtrului acordabil, corespunzînd benzii în care se dorește măsurarea factorului de zgomot;
- Se determină folosind calculul integralei sau metode grafice banda echivalentă de zgomot B a filtrului acordat la puntul 1;
- Se ajustează generatorul la

$$f_{med} = (f_s \cdot f_j)^{1/2};$$

- Se oprește generatorul și se măsoară puterea de ieșire P;
- Se pornește generatorul și se ajustează tensiunea acestuia pentru ca la ieșire puterea să fie $2P$. Nivelul tensiunii de generator trebuie astfel ajustat încît în funcționarea montajului să nu intervină limitări. Pentru a verifica

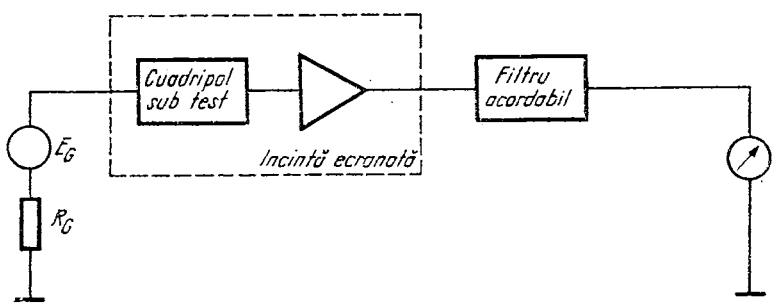


Fig. 12.26. Schemă bloc pentru măsurarea factorului de zgomot al unui cuadripol cu metode de generator.

aceasta se dublează nivelul de generator și se urmărește ca nivelul de ieșire să se dubleze. Fie V valoarea ajustată a tensiunii;

- Se calculează puterea debitată de generator

$$P_s = V^2/R_G; \tag{12.56}$$

● Se determină F folosind

$$F = P_s/4kTB. \tag{12.55}$$

Metoda se caracterizează prin particularitatea că indicatorul de putere de la ieșire nu trebuie să fie calibrat. El trebuie să indice în mod simplu numai dublarea puterii de ieșire pentru punctul 5, deci să permită măsurarea cu acuratețe a rapoartelor de putere.

Cea de a doua metodă de măsurare a factorului de zgomot cu un generator sinusoidal pleacă, așa cum s-a arătat, de la relația 12.24,

$$F(\text{dB}) = RSZ_{in}(\text{dB}) - RSZ_0(\text{dB}).$$

Înlocuind

$$RSZ_{in} = V_{sin}^2/V_{zgin}^2 \tag{12.57}$$

$$RSZ_0 = V_{s0}^2/V_{zg0}^2 \tag{12.58}$$

se obține

$$F(\text{dB}) = 20 \log (V_{sin}/V_{zgin}) - 20 \log (V_{s0}/V_{zg0}). \tag{12.59}$$

Considerînd cazul în care

$$V_{sin} = 100\, V_{zgin} \tag{12.60}$$

relația 12.59 devine

$$F(\text{dB}) = 40 \text{ dB} - 20 \log V_{s0} + 20 \log V_{zg0}. \tag{12.61}$$

Dacă se ajustează cîștigul amplificatorului de măsură astfel ca puterea de ieșire să indice 40 dB față de un nivel de referință în prezența semnalului rezultă

$$F(\text{dB}) = 20 \log V_{zg0}. \tag{12.62}$$

La îndepărtarea semnalului, indicația de ieșire este egală cu factorul de zgomot în dB.

Considerentele care stau la baza acestei metode sînt următoarele: dacă cuadripolul în discuție ar fi fost perfect, fără zgomot, atunci $RSZ_{in} = RSZ_0 =$ $= 40$ dB. La îndepărtarea semnalului de intrare nivelul de ieșire ar fi scăzut de la 40 dB la 0 dB. Cum în realitate cuadripolul este zgomotos, nivelul de ieșire scade nu cu 40 dB ci cu, de exemplu, 34 dB. Factorul de zgomot în dB este egal chiar cu 40 dB — 34 dB = 6 dB. Cunoscînd aceste elemente, măsurarea factorului de zgomot cu această metodă are loc în următoarele etape:

● Se reglează frecvențele f_s și f_j ale filtrului acordabil, corespunzînd benzii în care se dorește măsurarea factorului de zgomot;

● Se determină folosind metoda de calcul a integralei sau metode grafice banda echivalentă de zgomot a filtrului acordat la punctul 1;

● Se determină

$$V_{zgin} = (4\,kTBR_G)^{1/2}$$

folosind B determinat la punctul 2.

● Se ajustează frecvența generatorului

$$f_{med} = (f_s \cdot f_j)^{1/2},$$

● Se ajustează nivelul generatorului la

$$V_{sin} = 100\,V_{zgin}$$

folosind V_{zgin} determinat la punctul 3. Se verifică dacă nu apar limitări în funcționarea montajului, dublînd nivelul de generator și urmărind ca nivelul de ieșire să se dubleze;

● Se ajustează cîștigul amplificatorului de măsură astfel ca indicația de ieșire să corespundă la 40 dB față de un nivel de referință;

● Se oprește generatorul. Indicația în dB a aparatului de măsură de la ieșire față de nivelul de referință este chiar F.

Ca și metoda anterioară această metodă se caracterizează prin faptul că nu este necesară o calibrare în putere a indicatorului de ieșire.

În general, metoda generatorului armonic necesită folosirea unor aparate comune și puțin pretențioase. Totuși ea nu este o metodă simplă. De asemenea este necesar să fie cunoscută valoarea rezistenței de generator și să fie calculată sau determinată grafic banda echivalentă de zgomot a sistemului de măsură. Trebuie de asemenea specificat faptul că alegerea lui $f_{med} = (f_s \cdot f_j)^{1/2}$ nu este obligatorie. Ea a fost aleasă în cazurile indicate din motive de comoditate. Orice alegere a frecvenței generatorului în banda de măsură este corectă, dar se va ține seama, în acest caz, de faptul că banda echivalentă de zgomot depinde de frecvența la care este referită.

Metoda generatorului de zgomot

Asemănător cu metoda generatorului armonic, metoda generatorului de zgomot își propune determinarea factorului de zgomot a unui cuadripol prin măsurarea zgomotului la ieșire în două cazuri. În această situație generatorul de semnal din figura 12.24 este un generator de zgomot. Și în acest caz pot fi aplicate două metode de măsurare a factorului de zgomot, metode care vor fi descrise în cele ce urmează.

Principiul primei metode este pe scurt următorul: se consideră schema bloc din figura 12.26 în care generatorul de zgomot este conectat la intrare dar nu este pornit. În acest caz puterea de zgomot la ieșire va fi

$$P_1 = A_p E_{zge}^2. \tag{12.63}$$

Se pornește generatorul, care debitează tensiunea E_{zgG}. În acest caz

$$P_2 = A_p(E_{zge}^2 + E_{zgG}^2). \tag{12.64}$$

Din (12.63) și 12.64) se deduce

$$A_p = (P_2 - P_1)/E_{zgG}^2. \tag{12.65}$$

Înlocuind în 12.63 rezultă

$$E_{zge}^2 = P_1/A_p = P_1 E_{zgG}^2/(P_2 - P_1). \tag{12.66}$$

Dacă se alege $P_2 = 2P_1$, atunci 12.66 devine:

$$E_{zge}^2 = E_{zgG}^2. \tag{12.67}$$

Cu alte cuvinte tensiunea de zgomot de generator necesară pentru a dubla puterea de zgomot la ieșire este egală chiar cu tensiunea de zgomot echivalentă la intrare. În acest caz pornind de la (12.25) apare evident faptul că creșterea puterii de generator în dB necesară pentru a dubla nivelul de putere la ieșire este egală chiar cu factorul de zgomot F. Multe generatoare de zgomot avînd scala etalonată chiar în dB față de kT_0, ușurează mult această citire.

În practică, o soluție alternativă dublării puterii de zgomot la ieșire este aceea de a introduce un atenuator de tensiune de 3 dB. În această situație nivelul de zgomot al generatorului se ajustează pentru a reface nivelul inițial.

Cu acestea, măsurarea factorului de zgomot al unui cuadripol decurge în următoarele etape:

- Se conectează generatorul de zgomot fără a fi pornit la intrarea sistemului și se notează puterea P la ieșire;
- Se introduce un atenuator de tensiune de 3 dB în sistemul de măsură după amplificatorul de măsură;
- Se pornește generatorul de zgomot și se ajustează puterea de zgomot generată pînă cînd puterea la ieșire ajunge la nivelul P. În cazul în care scala generatorului de zgomot este calibrată în dB față de kT_0, indicația reprezintă chiar valoarea în dB a lui F.

Metoda se distinge prin simplitate. De asemenea indicatorul de ieșire nu necesită nici un fel de calibrare.

În ceea ce privește cea de a doua metodă, ea face apel la folosirea unui generator de zgomot calibrat, debitînd o putere de p W/Hz în întreaga bandă de măsură.

Referindu-ne la montajul din figura 12.26, sînt considerate și în cazul acestei metode două situații. În prima situație generatorul de zgomot este conectat la intrarea montajului de măsură dar nu este pornit. Fie P_1 puterea măsurată la ieșire în acest caz. În a doua situație, generatorul este pornit și debitează putere de zgomot. Puterea de ieșire P_2 are valoarea

$$P_2 = P_1 + p \cdot B \cdot A_p. \tag{12.68}$$

Rezultă

$$A_p = (P_2 - P_1)/p \cdot B. \tag{12.69}$$

Aplicînd formula de definiție a factorului de zgomot se deduce

$$F = P_1/(P_{zgT} \cdot A_p) = p/((P_2/P_1 - 1) \cdot 4kT_0). \tag{12.70}$$

Pentru cazul particular în care $P_2 = 2\,P_1$, 12.70 devine

$$F = p/4\,kT_0. \tag{12.71}$$

În consecință, etapele în care se desfășoară măsurarea factorului de zgomot cu această metodă sînt următoarele:

● Se conectează generatorul de zgomot oprit la intrarea montajului. Fie P puterea de ieșire;

● Se pornește generatorul și se ajustează nivelul de zgomot la ieșire la valoarea $2\,P$. Se verifică dacă intervin limitări în funcționarea montajului, dublînd nivelul de generator și urmărind ca nivelul de ieșire să se dubleze. Fie p puterea în W/Hz ajustată a generatorului;

● Se calculează F folosind p determinat anterior.

În cazul particular al folosirii unor generatoare cu diodă de zgomot, în conformitate cu (12.11)

$$I_{zgI}^2 = 2eIB.$$

Se deduce

$$p = P/B = R_S \cdot I_{zgI}^2/B = 2eIR_S. \tag{12.72}$$

În consecință variația lui p se poate realiza foarte simplu, prin varierea curentului I prin dioda de zgomot.

Metoda se caracterizează prin simplitate. De asemenea, indicatorul de putere este necesar să fie calibrat pentru a indica rapoarte de puteri.

În general, metoda generatorului de zgomot în cele două variante necesitînd numai 3 pași în procesul de măsură, este o metodă simplă. De ceea, ea se pretează foarte bine la automatizare. Aceasta a permis construirea unor măsurătoare de factor de zgomot afișînd direct valoarea lui F al unui cuadripol.

Schema bloc a unui astfel de aparat este prezentată în figura 12.27. Ținînd seama de faptul că factorul de zgomot depinde direct de impedanța de generator și de banda de frecvență la care se face măsurătoarea, astfel de aparate au prevăzută posibilitatea de a varia impedanța de generator și frecvența de măsură.

Principiul de funcționare folosește metoda a doua a generatorului de zgomot. El se bazează pe introducerea periodică a unei puteri de zgomot cunoscute la intrarea dispozitivului de măsurat. La ieșirea acestuia, după trecerea printr-un detector patratic, rezultă un tren de impulsuri determinat de cele două nivele de putere prezentate alternativ. Raportul puterilor acestor două nivele conține informația dorită despre factorul de zgomot. Factorul de zgomot F este măsurat și afișat direct în dB pe panoul aparatului.

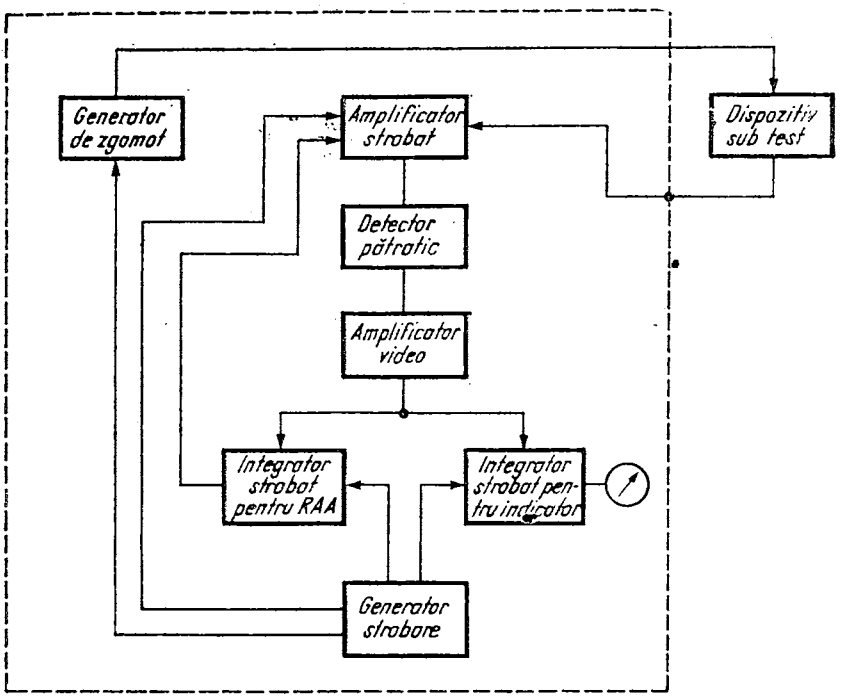


Fig. 12.27. Schema bloc a unui măsurător de factor de zgomot.

12.13. SISTEM DE MĂSURARE A TEMPERATURII FOLOSIND ZGOMOT ALB

Dacă în paragrafele anterioare zgomotul a constituit semnalul electric nedorit, se pot totuși lua în considerație sisteme în care el este semnal electric util. Astfel, ținînd seama de dependența lineară cu temperatura a tensiunii de zgomot termic a rezistențelor, măsurarea amplitudinii zgomotului poate furniza informații utile în cazul unor sisteme de măsurare a temperaturii. Schema unui astfel de sistem, permițînd măsurarea foarte precisă a temperaturilor cuprinse între 10 și 2 500 K este prezentat în figura 12.28.

În esență zgomotul alb produs de rezistențele R_s este trecut printr-un filtru trece-bandă și amplificat de amplificatoarele A_1 și A_2. Datorită efectului de ridicare la pătrat al rezistenței dependente de tensiune RDV, la intrarea lui A_3 apare un semnal proporțional cu T

$$E_{zgT}^2 = 4\,kTBR$$

care este aplicat la ieșirea lui A_3 unui aparat de măsură. Bateria E introdusă în diagonala punții are rolul de a produce un mic curent, care crește zgomotul rezistențelor cu o componentă netermică. Se arată că acuratețea sistemului de măsură este de 0,1 K în întreaga gamă de temperaturi.

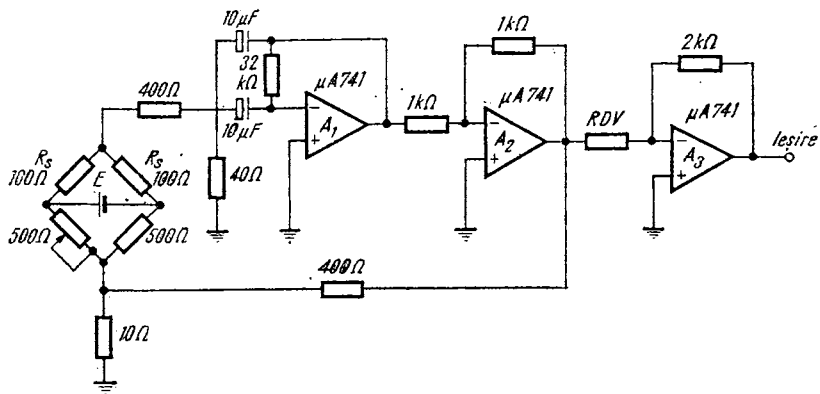


Fig. 12.28. Schema de principiu a unui sistem de măsurare a temperaturii folosind zgomot alb.

12.14. SEMNALE DIGITALE ÎN PREZENȚA ZGOMOTULUI

Deseori măsurarea parametrilor unor instalații complexe implică teletransmisia datelor. Pot astfel apare situații în care semnale digitale rezultate în urma unor măsurări sînt afectate puternic de zgomot. În astfel de cazuri, numeroase proceduri de scoatere a semnalului digital de sub zgomot sînt disponibile.

Datorită particularităților zgomotelor digitale una din variantele cele mai simple de scoatere a acestor semnale de sub zgomot este trecerea acestora printr-un detector de prag cu histerezis. Se arată că în acest caz efectele zgomotului asupra semnalelor digitale sînt mai reduse dacă tensiunea de histerezis este mai mare. Să examinăm în continuare schema unui circuit funcționînd pe acest principiu, schemă prezentată în figura 12.29.

În absența oricărui semnal de intrare, ieșirea amplificatorului A_1 este la potențial aproape nul, și cîștigul amplificatorului A_1 este maxim, deoarece tranzistorul T_1 este saturat. Pe frontul pozitiv de semnal, ieșirea lui A_1 crește către valori pozitive. Cînd este atinsă tensiunea de referință a lui A_2, ieșirea lui A_2 comută la tensiuni negative, ceea ce face ca T_1 să se blocheze parțial și să micșoreze cîștigul lui A_1. Ieșirea lui A_1 este menționată la acest potențial pînă ce el devine mai mare decît tensiunea de intrare multiplicată cu cîștigul

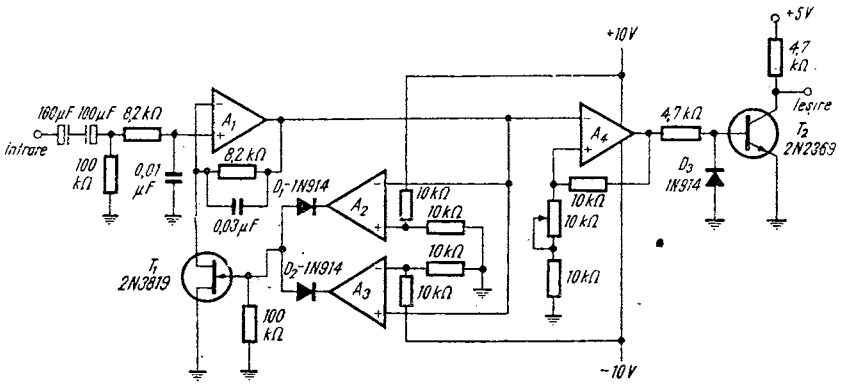


Fig. 12.29. Schema de principiu a unui sistem de scoatere de sub zgomot a semnalelor digitale.

maxim al lui A_1, ceea ce înseamnă cîțiva mV. Amplificatorul A funcționează ca discriminator de tensiune.

Sistemul permite separarea semnalului util chiar în cazul în care puterea de zgomot ajunge la 70% din cea a semnalului.

BIBLIOGRAFIE

Alabedra, R., Lecoy, G. *Bruit de fond en basses frequences de diodes semiconductrices regulatrices de tension*; L'onde Electrique, vol. 51, fasc. 8, sept. 1971, p. 724—729.

Barber, D.D. *Adjustable discriminator clean up signal noise*, Electronics, vol. 47, nr. 4, febr. 21, 1974, p. 98.

Baxandall, P. I. *Noise on transistor Circuits*, Wireless World, nr. 11, nov. 1968, p. 388—392.

Damaye, R. *Le bruit dans les diodes Zener*, Toute l'Electronique, nr. 11, nov. 1967, p. 463—465.

Franklin, G., Hartley, T. *D'ont eyeball noise*, Electronic Design nr. 24, 22 nov. 1973, p. 184—187.

Halford, D. *A general Mechanical Model for 1/ |F|$^{\alpha}$ Spectral Density Random Noise with Special Reference to Flicker Noise 1/f*, Proceedings of the IEEE, vol. 56, nr. 3, martie 1968, p. 251—258.

Jaeger, R. C., Brodersen, A. J. *Low-Frequency Noise Sources in Bipolar Jonction Transistors*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-17, nr. 2, febr. 1970, p. 128—136.

Kovacs, F. Pocza, A. *Automatische Messvorrichtung zur Bestimmung des HF-Rauschfaktors von Transistoren*, Internazionale Elektronische Rundschau, nr. 4, april. 1971, p. 89—92.

Kraus, K. *Measuring system uses white noise to indicate temperature from 10 to 2 500°K*, Electronic Design, nr. 24, 22 nov. 1973, p. 190.

May, E. J P., Aniagyei, H. M. *Low -Frequency noise in incandescent tungsten filaments*, Electronics Letters, vol. 10, nr. 13, 27 iunie 1974.

Mohsen, Amri, M., Tompsett, M. F., Sequin, C. H. *Noise Measurement in Charge-Coupled Devices*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-22, nr. 5, mai 1975, pp. 209—217

Motchenbacher, C. D., Fitchen, F. C. *Low-Noise Electronic Design*, John Wiley & Sons, Inc., New-York, 1973

Schamis, R.S. *Reduce system noise with CMOS circuits*, Electronic Design, nr 25, dec. 6, 1973, p. 112—115

Simonsen, J. *Analyse TV noise performances*, Electronic Design, nr. 22, sept. 27, 1974, p.190—194

Skipper, J. D. *Cut operational-amplifier noise*, Electronic Design nr. 19, sept. 13, 1967, p. 104—107

Spătaru, A., *eToria transmisiunii informației*, vol. I, Ed. Tehnică, București, 1975

Skopal, T.E. *Stop noise problems before they start*, Electronic Design, nr. 1, ian. 4, 1969, p. 90—94

Strasilla, U.J. Strutt, M.J.C. *Measurement of White and 1/f Noise within Burst Noise*, Proceedings of the IEEE, vol. 62, nr. 12, dec. 1974, p. 1711—1714

Șarova, A. N., *Ob obșcenie șumovîe parametrî bipoliarnîh tranzistorcv* , Radiotehnica, T. 31, nr.1, 1976, p. 62—66

Teterici, N. M. *Generatorî șuma*, Gosenergoizdat, Moskva, 1961

Taba, K. *Mesure et determination du spectre du puissance du bruit a l'aîde d'unfiltre*, Electronique et microelectronique industrielle, nr. 3, febr. 1, 1975, p. 43—45

Watson, F. B. *Find the quitest JFET*, Electronic Design, nr. 23, nov. 8, 1974, p. 88—92

Yang, E. S., *A probability Density Analyzer*, IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. IM-18, nr. 1, martie 1969, p. 15—18

* * * *IRE Standards on Methods of Measuring Noise in linear Twoports*, Proceedings of the IRE, vol. 48, nr. 1, ian. 1960, p. 60—68

* * * *Reference Data for Radio Engineers*, Fifth Edition, Howard W., Sams & Co., Inc., 1973, cap. 27, Radio Noise and Interference

13.

Măsurarea impedanței

13.1. GENERALITĂȚI

Impedanța (admitanța), componentele ei — rezistența și reactanța (conductanța și susceptanța) — și parametrii de circuit rezistență, inductanță și capacitate constituie parametri importanți ai sistemelor, aparatelor și circuitelor electrice și electronice de orice fel. Măsurarea acestor mărimi este necesară în numeroase situații practice; tehnica măsurării lor, ca amploare și complexitate, formează unul din capitolele cele mai cuprinzătoare ale măsurărilor electrice moderne. Este semnificativ faptul că, de exemplu, rezistența este probabil mărimea fizică a cărei măsurare se face în cel mai larg interval de valori: de la 10^{-8} Ω (rezistențe de contact, rezistența unor conductoare masive) pînă la 10^{18} Ω (rezistența unor izolanți de bună calitate), deci pe o întindere de 26 ordine de mărime. Evident, în acest scop se utilizează o varietate foarte mare de aparate. La fel, inductanța se măsoară de la 10^{-9} H la 10^{5} H, capacitatea de la 10^{-16} F la 1 F etc.

Dar nu numai valoarea impendanței este cea care impune folosirea unuia sau altuia din tipurile de aparate de măsurat existente. Impendanța se măsoară începînd de la frecvența zero (curent continuu) la frecvența industrială (50 Hz), la frecvențe audio (20 ... 20 000 Hz), la frecvențe înalte (0,1 ... ... 1000 MHz), în microunde etc., cu aparaturi complet diferite. Eroarea de măsurare admisibilă este un alt considerent care determină clase de aparate utilizabile în scopul urmărit: de la 5 ... 10% în cazul unor megohmmetre sau miliohmmetre simple pînă la 0,0001% în cazul unor punți de măsurare speciale. Se pun de asemenea restricții cu privire la puterea (sau tensiunea, curentul) maximă admisibilă la măsurare, rapiditatea măsurării, necesitatea măsurării în condiții speciale (cu polarizare, în impuls, sub influența unor factori de mediu). Există de asemenea cerințe referitoare la prezentarea rezultatului măsurării (în coordonate rectangulare sau polare, în procent etc.) și la modul de afișare (analogic digital, prin înregistrare etc.).

Ca rezultat, s-a dezvoltat o varietate foarte mare de aparate pentru măsurarea impedanței, a căror clasificare este îngreunată și de faptul că unele caută să fie cît mai universale, pe cînd altele sînt foarte specializate.

13.1.1 DEFINIȚII

Impedanța între două puncte (care pot fi terminalele unei componente, sau bornele unei rețele electrice) se definește ca raportul dintre tensiunea aplicată și curentul care circulă între punctele considerate. În curent continuu

$$R = \frac{V}{I} \tag{31.1}$$

este o mărime reală, numită și rezistență în c.c, R_{cc}. În curent alternativ se utilizează mărimi complexe

$$Z = \frac{V}{I} = R + jX, \tag{13.2}$$

unde

Z reprezintă impedanța;
R, rezistența (sau componenta rezistivă a impedanței) numită și rezistență în c.a., R_{ca};
X, reactanța (sau componenta reactivă a impedanței).

În cazul rețelelor pasive totdeauna $R \geqslant 0$. Reactanța X poate fi pozitivă sau negativă.

Mărimea reciprocă impedanței se numește admitanță

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB = \frac{R}{R^2 + X^2} - j\frac{X}{R^2 + X^2} \tag{13.3}$$

unde

Y reprezintă admitanța;
G, conductanța;
B, susceptanța.

Sub formă polară

$$Z = R + jX = |Z|\, e^{j\varphi} = |Z|\,(\cos\varphi + j\sin\varphi) \tag{13.4}$$

și

$$Y = G + jB = |Y|\, e^{j\psi} = |Y|(\cos\psi + j\sin\psi) \tag{13.5}$$

unde

$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ este modulul impedanței;
$\varphi = \operatorname{arctg} X/R$, argumentul (unghiul de fază al) impedanței;
$|Y| = \sqrt{G^2 + B^2}$, modulul admitanței;
$\psi = \operatorname{arctg} B/G$, argumentul (unghiul de fază al) admitanței.

Evident

$$|Z| = \frac{1}{|Y|} \quad \text{și} \quad \varphi = -\psi. \tag{13.6}$$

Trebuie subliniat că mărimile R, X, G, B sînt în general funcții de frecvență. În cazul rețelelor pasive R poate varia oricum cu frecvența, pe cînd X este totdeauna crescător cu frecvența. În curent continuu X este fie zero, fie minus infinit.

13.1.2. REZISTOARE, REACTOARE ȘI COMBINAȚII REZISTOR-REACTOR

Elementele de circuit (componente) ideale, care să aibă rezistența finită și reactanța nulă, sau reactanța finită și rezistența nulă, într-un interval de frecvență dat, sînt fizic irealizabile.

Elementul de circuit destinat a avea o anumită rezistență și o reactanță cît mai mică se numește *rezistor*. Simbolul său este —|▭▭|— (sau ¯|_|¯|_|¯), și parametrul său principal este rezistența R. Practic se realizează dintr-un conductor de rezistivitate mare, de forma și dimensiunile adecvate aplicațiilor specifice.

Elementul de circuit destinat a avea o anumită reactanță și rezistență cît mai mică se numește *reactor*. Practic, reactorul se poate realiza dintr-o bobină de inductanță (inductor), cu simbolul din fig. 13.1 (L_s) și reactanța

$$X = \omega L = 2\pi f L, \tag{13.7}$$

sau dintr-un condensator (capacitor), cu simbolul ⊣|⊢ și reactanța

$$X = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{2\pi f C}. \tag{13.8}$$

În general, elementul de circuit destinat a avea o anumită inductanță L se numește inductor, iar elementul de circuit destinat a avea o anumită capacitate C se numește capacitor.

În practica măsurărilor este deseori necesar să se determine parametrii combinațiilor rezistență-reactanță, fie că este vorba de rezistoare imperfecte (cu o reactanță reziduală) sau reactoare imperfecte (cu o rezistență reziduală), fie de combinații efective rezistor-reactor. Pentru asemenea combinații se definește factorul de acumulare (sau factorul de calitate) Q

$$Q = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G}. \tag{13.9}$$

Pentru reactoare, factorul Q se numește factor de calitate. Uneori se utilizează și factorul de disipare D

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|}. \tag{13.10}$$

Combinațiile uzuale rezistență-reactanță sînt reprezentate în figura 13.1. Pentru acestea, factorul de acumulare Q se poate exprima în următoarele moduri

$$Q = \frac{|X_S|}{R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega C_s R_s} = \frac{R_p}{|X_p|} = \frac{R_p}{\omega L_p} = R_p \omega C_p. \qquad (13.11)$$

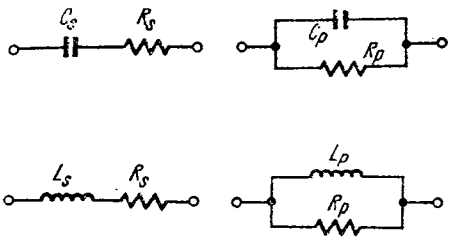


Fig. 13.1. Conexiuni serie-paralel echivalente

Tabelul 13.1

Formule de echivalență pentru combinații rezistență-reactanță serie și paralel

Formule generale	Formule valabile pentru $Q \geqslant 10$ (reactoare)	Formule valabile pentru $Q \leqslant 0{,}1$ (rezistoare)
$R_p = R_s(1+Q^2)$	$R_p = R_s Q^2$	$R_p = R_s$
$X_p = X_s \dfrac{1+Q^2}{Q^2}$	$X_p = X_s$	$X_p = \dfrac{X_s}{Q^2}$
$L_p = L_s \dfrac{1+Q^2}{Q^2}$	$L_p = L_s$	$L_p = \dfrac{L_s}{Q^2}$
$C_p = C_s \dfrac{Q^2}{1+Q^2}$	$C_p = C_s$	$C_p = C_s Q^2$

Echivalențele între combinațiile serie și cele paralel sînt date în tabelul 13.1. Se vede că, pentru reactoare ($Q \geqslant 10$) reactanțele serie și paralel sînt egale, iar rezistența paralel este de Q^2 ori rezistența serie. Pentru rezistoare ($Q \leqslant 0{,}1$) rezistența serie și rezistența paralel sînt egale, iar reactanța paralel este de $1/Q^2$ ori reactanța serie.

În principiu, pentru o componentă se poate folosi oricare din circuitele echivalente serie sau paralel. Parametrii acestor circuite sînt în general variabili cu frecvența. Este mai avantajoasă acea schemă echivalentă ai cărei parametri variază mai puțin cu frecvența (de obicei circuitul serie pentru inductoare și circuitul paralel pentru capacitoare).

13.1.3. IMPEDANȚE ALE UNOR MULTIPOLI, MĂSURABILE DIRECT

Cazul obișnuit al măsurării impedanței este acela al unui dipol, sau al unui multipol la care impedanța se măsoară între două borne, celelalte borne fiind libere (neconectate). Există totuși cazuri particulare în care anumite impedanțe caracteristice unor multipoli pot fi măsurate direct.

Impedanța cuadripolară (fig. 13.2, *a*) definită ca raport între tensiunea la bornele $A'B'$ (borne de tensiune) și curentul prin bornele AB (borne de curent)

$$Z = \frac{U_{A'B'}}{I_{AB}} \qquad (13.12)$$

este independentă de impedanțele legate în serie cu oricare din bornele A, B, A', B'. Evident, bornele A, B pot fi intervertite cu bornele A', B' (bornele de tensiune devenind borne de curent și invers), fără ca definiția lui Z să se schimbe.

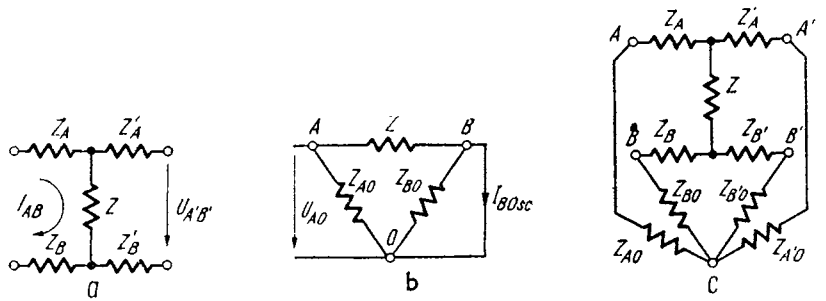


Fig. 13.2. Impedanțe multipolare:

a — conexiune cuadripolară: impedanța $Z = V_{A'B'}/I_{AB}$ nu depinde de impedanțele conexiunilor $Z_A, Z_B, Z_{A'}, Z_{B'}$: *b* — conexiune tripolară: impedanța $Z = V_{AO}/I_{BOsc}$ nu depinde de impedanțele față de masă Z_{AO}, Z_{BO}; *c* — conexiune pentapolară: impedanța Z se bucură, în primă aproximație, de proprietățile ambelor conexiuni de mai sus.

Conceptul de impedanță cuadripolară este util pentru definirea și măsurarea impedanțelor mici.

Impedanța tripolară (fig. 13.2 *b*) definită ca raport al tensiunii între borna A și O („borna neutră" sau „borna de masă") și curentul de scurt-circuit între bornele B și O

$$Z = \frac{V_{AO}}{I_{BOsc}} \tag{13.13}$$

Și aici, bornele A și B pot fi intervertite. Această impedanță este independentă de impedanțele legate între oricare din bornele A, B și borna comună O.

Conceptul de impedanță tripolară este util pentru definirea și măsurarea impedanțelor mari.

Impedanța pentapolară (fig. 13.2 *c*) este o combinație a celor precedente. În acest caz, cu o anumită aproximație, impedanța poate fi măsurată independent de orice impedanță în serie cu bornele A, B, A', B' sau legată între aceste borne și borna 0.

13.2. MĂSURAREA REZISTENȚEI PRIN METODE DIRECTE

Metoda ampermetru-voltmetru, descrisă în toate lucrările de măsurări electrice, nu se folosește practic ca atare în aparatura electronică. În locul măsurării ambelor mărimi — tensiune și curent — se păstrează constantă una din ele și se măsoară cealaltă. În acest fel se realizează ohmmetre cu citire directă a rezistenței. Pentru măsurarea rezistențelor mici se menține curentul constant și se măsoară tensiunea la bornele rezistorului R_x. Pentru măsu-

rarea rezistențelor mari se menține tensiunea constantă și se măsoară curentul prin rezistorul R_x.

Există și aparate pentru măsurarea directă a rezistenței folosind principii diferite.

Precizia acestor aparate este, în general, relativ scăzută, determinată în principal de erorile instrumentului indicator (cu excepția ohmmetrelor digitale). Au avantajul unor măsurări rapide, în intervale de valori destul de largi.

13.2.1. OHMMETRE

Schema cea mai obișnuită a ohmmetrelor este cea din figura 13.3 *a*. Rezistorul R_1 este utilizat pentru a aduce indicația la zero cu bornele R_x scurtcircuitate; rezistorul R_2 este un șunt pentru modificarea gamei de măsurare.

Microampermetrul din fig. 13.3 *a* poate fi precedat de un amplificator electronic. De obicei se măsoară cu un voltmetru electronic căderea de tensi-

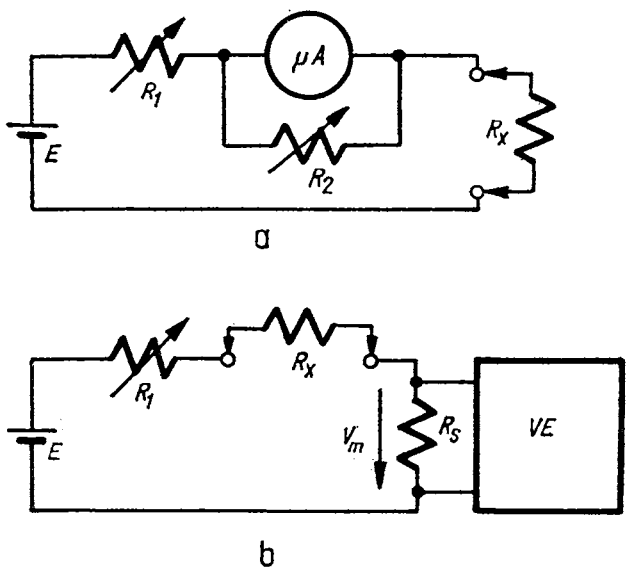


Fig. 13.3. Scheme de bază ale ohmmetrelor:
a – cu instrument magnetoelectric (μA); *b* – cu voltmetru electronic (*VE*)

une la bornele unui rezistor de precizie R_s, în serie cu rezistența de măsurat R_x (fig. 13.3 *b*); rezultă

$$R_x = \frac{E}{V_m} R_s - (R_s + R_1), \tag{13.14}$$

unde V_m este tensiunea măsurată la voltmetru. Scara este neliniară, de la o valoare finită pînă la ∞, cu diviziunile mult mai dese către valori mari, ceea ce o face destul de incomodă. Gamele de măsurare se modifică prin comutarea rezistorului R_s și, uneori, a tensiunii E.

13.2.2. OHMMETRE DIGITALE

Utilizînd un aparat digital pentru măsurarea tensiunii, se obține un ohmmetru digital. Ohmmetrele digitale sînt de obicei încorporate în multimetre digitale. Se folosesc, în principal, două principii de realizare a ohmmetrelor digitale: prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistorul R_x, sau prin conectarea rezistorului R_x în bucla de reacție a unui amplificator operațional.

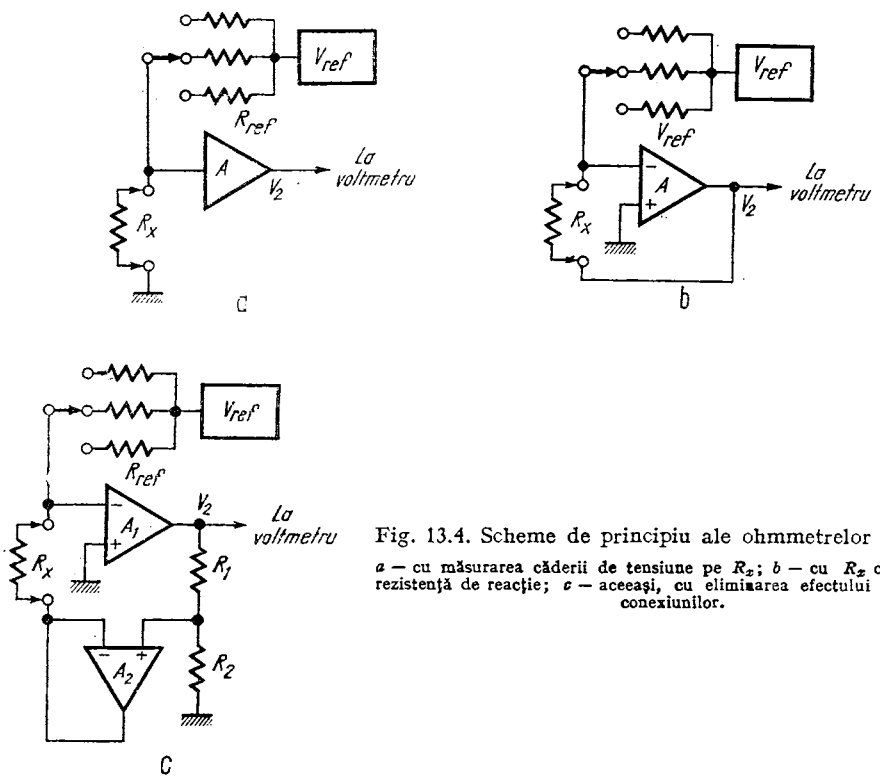


Fig. 13.4. Scheme de principiu ale ohmmetrelor digitale:
a — cu măsurarea căderii de tensiune pe R_x; *b* — cu R_x conectat ca rezistență de reacție; *c* — aceeași, cu eliminarea efectului rezistenței conexiunilor.

Prima variantă (fig. 13.4 *a*) folosește o sursă de curent constant, care debitează pe rezistorul de măsurat R_x. Căderea de tensiune pe R_x este amplificată de amplificatorul operațional A, a cărui tensiune de ieșire este măsurată

de un voltmetru digital. Gamele de măsurare sînt obținute prin comutarea rezistoarelor de reacție ale amplificatorului A (care modifică amplificarea în tensiune a acestuia în rapoartele 1 : 10 : 100) și prin schimbarea curentului generat de sursă.

A doua variantă folosește schema de bază din fig. 13.4 *b*. Intrarea minus a amplificatorului operațional fiind practic la potențialul masei, rezultă

$$\frac{V_2}{V_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}} \quad \text{de unde} \quad R_x = \frac{R_{ref}}{V_{ref}} V_2. \tag{13.15}$$

Tensiunea V_2, măsurată cu un voltmetru digital, este astfel proporțională cu R_x. Acest circuit de măsurare este practic insensibil la orice rezistență parazită între bornele rezistorului R_x și masă. Într-adevăr, aceste rezistențe apar în paralel pe intrarea amplificatorului, respectiv pe ieșirea lui; nici una din ele — dacă nu au valori excesiv de mici (practic sub 1 kΩ) — nu influențează măsurarea. Se realizează astfel o măsurare în conexiune tripolară, avantajoasă în cazul măsurării rezistențelor de valori mari.

O variantă perfecționată [6] este reprezentată în figura 13.4 *c*. Aici reacția negativă a amplificatorului A_1 este realizată prin intermediul amplificatorului A_2, conectat ca repetor. În acest fel, potențialul bornei de tensiune a rezistorului R_x este practic identic cu potențialul joncțiunii rezistoarelor R_1, R_2, și este eliminat efectul oricărei rezistențe de conexiune. La cealaltă parte, rezistența conexiunii are un efect neglijabil, fiind în serie cu rezistorul R_{ref}, de valoare suficient de mare (de obicei, de cel puțin 10 kΩ). Gamele de măsurare se obțin prin comutarea rezistoarelor R_{ref} și a raportului de divizare $R_2/(R_1 + R_2)$. De exemplu, cu $V_{ref} = 1$ V; $R_{ref} = 10$ kΩ; 100 kΩ; 1 MΩ și 10 MΩ și $R_2/(R_1 + R_2) = 1$; 0,1; și 0,01 cu $V_2 = 0 \ldots 1$ V, rezultă șase game de măsurare: de la 0 ... 100 Ω la 0 ... 10 MΩ. Această variantă se bucură de aceeași proprietate de a fi neinfluențată de rezistențe parazite față de masă. În plus, așa cum s-a arătat, măsurarea este independentă și de rezistențele conexiunilor. Se realizează astfel o veritabilă măsurare în conexiune pentapolară.

O problemă practică importantă la ohmmetrele digitale este protecția circuitului de intrare împotriva supratensiunilor și supracurenților, pentru cazul accidental al prezenței unei surse în circuitul supus măsurării. Protecția împotriva supratensiunilor se face de obicei cu două diode cu siliciu în paralel la intrarea amplificatorului, două diode Zener în serie la ieșirea amplificatorului și siguranțe fuzibile în serie cu R_x.

Ohmmetrele digitale au o precizie de măsurare între 0,01% și 0,5%, pentru rezistențe între 1 Ω și 10 MΩ. Curentul prin rezistorul de măsurat variază între 100 mA (pentru rezistențe mici) și 0,1 μA (pentru rezistențe mari).

13.3. MĂSURAREA REZISTENȚEI PRIN COMPARAȚIE

O metodă foarte precisă de măsurare a rezistenței, în special în cazul valorilor mai mici, constă în conectarea în serie a rezistorului de măsurat R_x cu un rezistor etalon R_E și măsurarea celor două căderi de tensiune V_x și V_E (fig. 13.5). Curentul prin R_x și R_E fiind același, rezultă

$$\frac{V_x}{R_x} = \frac{V_E}{R_E} \quad \text{de unde} \quad R_x = \frac{V_x}{V_E} R_E. \tag{13.16}$$

Tensiunile V_x și V_E pot fi măsurate cu un voltmetru digital de rezistență de intrare suficient de mare.

13.3.1. MILIOHMMETRE

Schema de bază a miliohmmetrelor este cea din figura 13.6 *a*. Un voltmetru de rezistență de intrare suficient de mare măsoară tensiunea la bornele rezistorului R_x. Curentul constant prin R_x este generat de o sursă de rezistență internă mare. Măsurarea se face obligatoriu în conexiune cuadripolară. Uneori măsurarea este executată în curent alternativ.

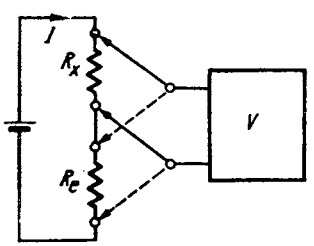


Fig. 13.5. Măsurarea rezistenței prin comparație, cu ajutorul unui voltmetru VE cu rezistență de intrare mare.

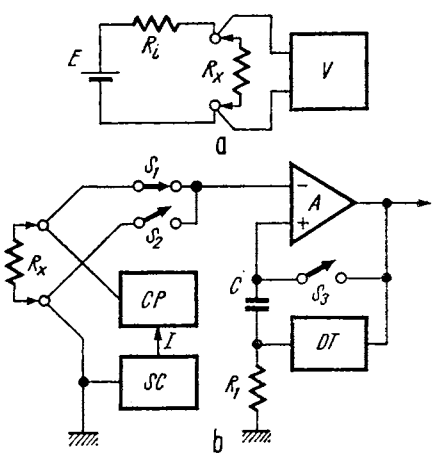


Fig. 13.6. Miliohmmetre:

a — schema de bază; *b* — schemă care elimină efectul tensiunii reziduale a conexiunilor, prin două măsurări succesive; *V* — voltmetru: *CP* — circuit de protecție: *SC* — sursă de curent constant; *C* — condensator de memorie; *DT* — divizor de tensiune rezistiv.

Se observă că generatorul de curent și voltmetrul nu au nici un punct comun (din cauza rezistenței conexiunilor), de unde rezultă necesitatea de izolare a unuia din ele față de masă. O soluție interesantă, care elimină această necesitate, este ilustrată în figura 13.6 *b*. Cu puțin timp înainte de măsurare, întrerupătoarele S_2 și S_3 se închid, iar S_1 se deschide; în acest fel, se aplică

amplificatorului operațional căderea de tensiune pe conexiunea dinspre masă a rezistorului R_x. Pentru măsurare, S_1, se închide iar S_2 și S_3 se deschid (poziția din figură); tensiunea reziduală „memorată" de capacitorul de decalaj C se scade din tensiunea aplicată, măsurîndu-se doar căderea de tensiune utilă pe R_x.

13.3.2. MEGOHMMETRE, TERAOHMMETRE

La măsurarea rezistențelor mari și foarte mari se impun cîteva cerințe importante. Măsurarea trebuie făcută la o tensiune determinată, deoarece valoarea rezistenței R_x depinde, în multe cazuri, de tensiunea aplicată; din această cauză, multe soluții din cazul ohmmetrelor nu sînt aplicabile, întrucît la acestea tensiunea pe R_x nu este apriori cunoscută, depinzînd chiar de valoarea lui R_x. În plus, este util ca aparatul să permită măsurarea la mai multe valori ale tensiunii. O altă cerință este posibilitatea măsurării atît în conexiune tripolară (borne izolate de masă), cît și conexiune dipolară (o bornă la masă); în primul caz, este necesar ca rezistențele parazite între borne și masă să aibă influență neglijabilă asupra rezultatului măsurării.

Pentru măsurarea rezistențelor mari, procedeul cel mai des folosit este măsurarea căderii de tensiune pe un rezistor de referință, în serie cu rezistorul de măsurat (fig. 13.7, *a*). Principalele cerințe care se impun sînt următoa-

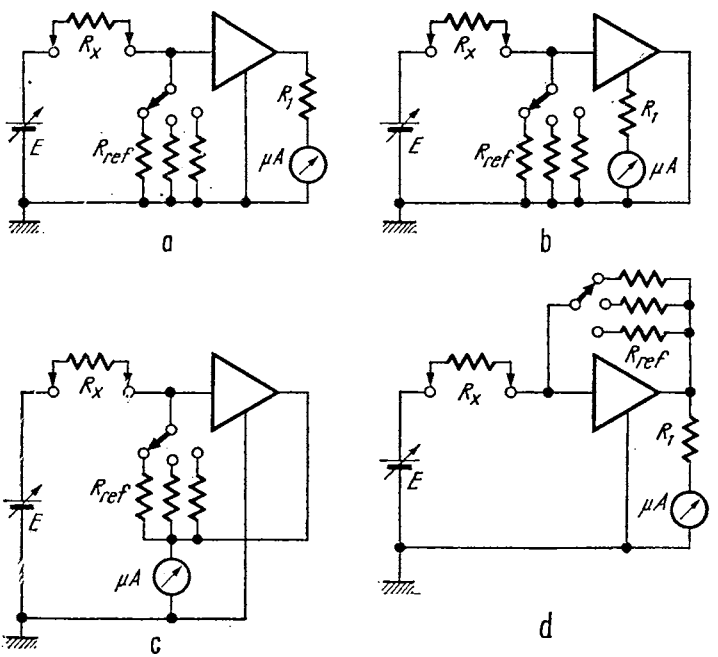


Fig. 13.7. Megohmmetre și teraohmmetre electronice:
a — schema de bază; *b* — schemă folosind reacție negativă; *c, d* — scheme cu rezistorul de referință conectat ca rezistor de reacție.

rele: (a) rezistență de intrare suficient de mare a voltmetrului; (b) tensiune stabilă și suficient de înaltă aplicată obiectului de măsurat; (c) rezistență de izolație mare a punctelor critice din circuit. De regulă $R_{ref} \ll R_x$, ceea ce facilitează îndeplinirea condițiilor de la (a) și (c). Se folosește de cele mai multe ori un voltmetru cu tranzistoare cu efect de cîmp sau cu tub electrometric (uneori se folosește un modulator cu condensator vibrant). Tensiunea de măsurare, de obicei între 10 ... 1 000 V, se obține prin intermediul unui stabilizator de tip serie, cu triodă sau pentodă. Rezistența de izolație trebuie să fie mare în comparație cu R_{ref}.

În figura 13.7 *b, c, d* sînt reprezentate cîteva variante ale schemei de bază din fig. 13. 7 *a*, Schema din figura 13.7 *b* prezintă o variantă de amplificator cu reacție negativă puternică, pentru mărirea rezistenței de intrare și creșterea stabilității. În schemele din figura 13.7 *c, d* principiul este puțin modificat; rezistoarele de referință sînt folosite pentru reacția negativă a amplificatorului.

Scara aparatelor realizate după schemele din fig. 13.7 este puternic neliniară, ceea ce este un dezavantaj al metodei. În schimb, ea permite construirea de aparate simple, cu posibilități de măsurare pînă la curenți prin R_x de ordinul 10^{-11} ... 10^{-12} A (de exemplu, 10^{14} ... 10^{15} Ω măsurat la 1000 V) în cazul amplificatoarelor cu tranzistor cu efect de cîmp, 10^{-13} ... 10^{-14} A cu triodă electrometrică și 10^{-15} ... 10^{-16} A cu condensator vibrant. Precizia măsurării este între 3 ... 15%. Gamele de măsurare se schimbă prin comutarea rezistoarelor R_{ref} și a tensiunilor de măsurare. Pentru ca rezultatul măsurării să nu depindă de tensiune, o dată cu schimbarea tensiunii se modifică în mod corespunzător și sensibilitatea instrumentului indicator.

Unele teraohmmetre electronice utilizează soluții mai perfecționate față de schemele relativ simple din figura 13.7. Astfel, pentru eliminarea neliniarității scării hiperbolice, o soluție este cea din figura 13.8. Curentul prin rezistența de măsurat R_x se aplică unui amplificator logaritmic AL_1, iar un curent de referință se aplică unui al doilea amplificator logaritmic AL_2. Diferența tensiunilor de ieșire ale celor două amplificatoare este

$$V_2 - V_1 = K\left(\lg \frac{V}{R_{ref}} - \lg \frac{V}{R_x}\right) = K \lg \frac{R_x}{R_{ref}}. \qquad (13.17)$$

Se obține astfel o scară logaritmică, foarte convenabilă, gradată de la 0,1 la 10 (două decade). În plus, măsurarea este independentă de tensiunea V aplicată lui R_x.

O altă soluție, cu totul diferită, este cea din figura 13.9 [10]. Integratorul A produce o tensiune de ieșire a cărei pantă de variație în timp este proporțională cu $1/R_x$. Un divizor rezistiv DR comandă deschiderea și închiderea porții P, astfel încît numărarea impulsurilor de frecvență f se face între două nivele V_1 și V_2 ale tensiunii integratorului. Rezultă

$$R_x = \frac{\Delta t}{C} \frac{V}{V_1 - V_2} \qquad (13.18)$$

sau, introducînd raportul celor două rezistențe ale divizorului

$$R_x = \frac{R_1}{R_2}\frac{1}{fC}N, \tag{13.19}$$

unde N este numărul de impulsuri înregistrate. Se obține astfel un teraohmmetru digital, de mare precizie (între 0,1% și 1%), cu posibilitate de măsurare pînă la 10^{16} Ω, la tensiuni între 1 V și 1000 V.

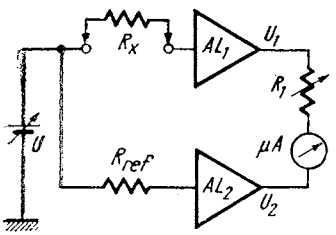


Fig. 13.8. Teraohmmetru cu scară logaritmică:
AL_1, AL_2 — amplificatoare logaritmice

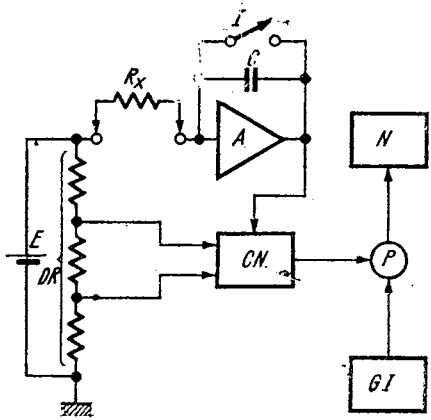


Fig. 13.9. Teraohmmetru digital:
DR — divizor rezistiv; C — condensator de integrare; CN — comparator de nivel; P — poartă; GI — generator de impulsuri de frecvență constantă f; N — numărător electronic; I — întrerupător pentru readucerea integratorului

O problemă importantă legată de tehnica de măsurare este aceea a influenței cîmpurilor electrice exterioare. Cîmpurile electrice lent variabile (cîmpurile electrostatice) produc o instabilitate a indicației. Cîmpurile electrice de 50 Hz pot falsifica măsurarea, datorită neliniarității amplificatorului, sau îl pot chiar îneca (bloca). De aceea, este necesar să se ia măsuri de ecranare corespunzătoare a obiectului de măsurat.

La măsurarea rezistenței de izolație a capacitoarelor de capacitate mare, apar cîteva probleme specifice. Pentru încărcarea suficient de rapidă a capacitorului, sursa trebuie să aibă rezistență internă mică. De asemenea, trebuie asigurată descărcarea capacitorului după măsurare, pentru evitarea accidentelor. Dacă tensiunea are o componentă alternativă mare, aceasta dă naștere unui curent alternativ prin amplificator, care poate împiedica măsurarea normală.

13.4. MĂSURAREA REZISTENȚEI PRIN METODE DE PUNTE

Puntea de c.c. este unul din cele mai vechi mijloace de măsurare cu precizie a rezistenței (termenul „punte" provine de la faptul că în puntea Wheatstone galvanometrul creează o punte pe una din diagonalele circuitu-

lui). Ea rămîne în continuare instrumentul principal de măsurare a rezistenței, acoperind practic întregul interval de valori care prezintă interes, cu precizii de la 1 ... 2% în cazul unor punți simple, portabile, pînă la 0,001% și chiar mai mult în cazul unor punți de laborator speciale.

Progresul electronicii a influențat tehnica punților de c.c. în mai multe privințe: îmbunătățirea și ieftinirea rezistoarelor de precizie ale punții, optimizarea schemelor și a comutărilor, surse și indicatoare de nul electronice, echilibrări semiautomate sau automate, punți electronice neechilibrate etc.

Punțile de c.c. pot fi clasificate în trei grupe mari:

- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori medii, de obicei punți Wheatstone, în care obiectul măsurat este un element dipolar;
- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mici, de obicei punți Thomson, în care obiectul de măsurat este un element cuadripolar;
- punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mari, care sînt variante ale punții Wheatstone, obiectul de măsurat fiind de regulă un element tripolar.

Utilizarea conexiunilor cuadripolare și a celor tripolare rezultă din necesitatea de a elimina efectul rezistențelor serie r_s a conexiunilor (în cazul măsurării rezistențelor de valori mici), respectiv a rezistențelor paralel r_p de izolație (în cazul măsurării rezistențelor de valori mari). Alegerea schemei

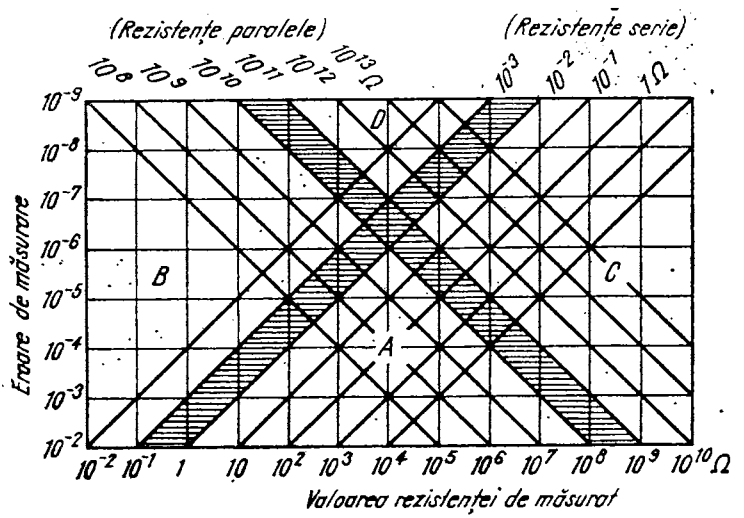


Fig. 13.10. Diagramă a erorilor de măsurare a rezistenței, datorite rezistenței conexiunilor și rezistențelor de izolație

adecvate de măsurare se poate face pe baza diagramei din figura 13.10, construită ținînd seama de erorile de măsurare datorite rezistențelor parazite r_s și r_p (erorile relative produse sînt r_s/R_x, respectiv R_x/r_p) [11]. Valori practice ale acestora sînt $r_s = 10^{-3} \ldots 10^{-2}\ \Omega$ și $r_p = 10^{10} \ldots 10^{11}\ \Omega$. Pe abscisă este valoarea rezistenței de măsurat, iar pe ordonată precizia dorită a măsurării.

Benzile haşurate, la 45°, împart diagrama în patru domenii *A*, *B*, *C*, *D*. În funcție de valoarea rezistenței de măsurat și de precizia dorită, orice măsurare va fi reprezentată de un punct aflat în unul din aceste domenii. Dacă punctul se află în domeniul *A*, măsurarea se poate face în conexiune obișnuită, dipolară, întrucît nici rezistența r_s nici r_p nu produc erori care să depășească valoarea admisă. Dacă punctul se află în domeniul *B*, măsurarea trebuie făcută în conexiune cuadripolară, deoarece în caz contrar rezistența r_s va produce o eroare inadmisibilă. Dacă punctul se află în domeniul *C*, măsurarea trebuie făcută în conexiune tripolară, căci altfel rezistența r_p va produce o eroare inadmisibilă. Domeniul *D* corespunde unor măsurări de precizie foarte ridicată, relativ rar întîlnite în practică; dacă punctul reprezentativ cade în acest domeniu, trebuie utilizată conexiunea pentapolară.

13.4.1. PUNȚI WHEATSTONE ECHILIBRATE

Schema de bază a punții Wheatstone este cea din figura 13.11 *a*. La echilibru curentul prin indicatorul de nul *IN* este zero și relația dintre rezistențele punții este

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad \text{sau} \quad R_4 = R_3 \frac{R_1}{R_2}, \tag{13.20}$$

independentă de tensiunea electromotoare și rezistența internă a sursei, de sensibilitatea și de rezistența internă a indicatorului de nul. Condiția de echilibru de mai sus rămîne neschimbată dacă se schimbă între ele locurile sursei și indicatorului de nul.

Sensibilitatea punții este însă afectată de toți factorii enumerați. Există multe moduri de a exprima sensibilitatea punții Wheatstone și a căuta maximul ei, în funcție de mărimile considerate ca limitative: tensiuni, curenți, puteri. O expresie generală a tensiunii de dezechilibru, în apropierea echilibrului, este următoarea

$$\frac{\Delta V_2}{V_1} = \frac{\dfrac{\Delta R_4}{R_4}}{2 + \dfrac{R_2}{R_3} + \dfrac{R_3}{R_2} + \dfrac{R_G}{R_{IN}}\left(2 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{R_2}{R_1}\right) + \dfrac{\Sigma R}{R_{IN}} + R_G \Sigma \dfrac{1}{R}}, \tag{13.21}$$

unde:

ΔV_2 este tensiunea de dezechilibru la bornele indicatorului de nul;
V_1 — tensiunea de alimentare a punții;
ΔR_4 — abaterea rezistenței R_4 de la valoarea de echilibru;
R_G — rezistența internă a sursei;
R_{IN} — rezistența internă a indicatorului de nul;

$$\Sigma R = R_1 + R_2 + R_3 + R_4;$$

$$\Sigma \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}.$$

Dacă $R_G = 0$ și $R_{IN} = \infty$, ceea ce aproximează destul de bine situația în cazul punților cu indicator electronic, sensibilitatea este maximă dacă brațele punții sînt egale: $R_1 = R_3$. Rezultă, pentru acest caz, $\Delta U_2/U_1 = 0{,}25\Delta R_4/R_4$, adică raportul dintre variația tensiunii de ieșire a punții și tensiunea de alimentare este 1/4 din variația relativă a rezistenței de măsurat. În toate celelalte cazuri valoarea acestui raport este mai mică.

Dacă $R_G = 0$ dar $R_{IN} \neq \infty$, se obține sensibilitatea maximă (putere maximă în indicatorul de nul) dacă $R_{IN} = R_1 = R_3$ (condiție de adaptare). Dacă puntea are brațe inegale ($R_1 \neq R_3$), atunci pentru sensibilitatea maximă R_{IN} trebuie să fie egal cu rezistența echivalentă a punții între punctele de conectare a indicatorului de nul

$$\frac{1}{R_{IN}} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4}. \tag{13.22}$$

O analiză detaliată a sensibilității punții Wheatstone este dată în [3]. Practic condițiile de sensibilitate maximă sînt indeplinite rar. De regulă, ele se îndeplinesc cu aproximație, undeva în zona mijlocie a intervalului de măsurare; din această cauză, sensibilitatea punților de construcție obișnuită este totdeauna mult mai scăzută la valori extreme ale lui R_x (foarte mici, și foarte mari).

Schema practică a majorității punților Wheatstone utilizate în prezent este cea din fig. 13.11 *b*. Condiția de echilibru este

$$R_x = \frac{a}{b} R. \tag{13.23}$$

R (brațul variabil) este o cutie de rezistență cu 3 pînă la 6 decade, completate eventual cu un rezistor variabil continuu, iar a și b sînt rezistoare fixe comu-

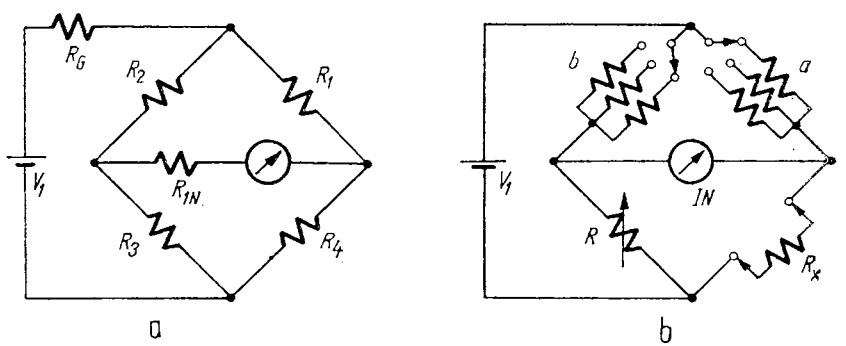


Fig. 13.11. Punte Wheatstone:
a — schema de principiu; *b* — schemă practică

tabile (brațe de raport). Raportul a/b poate fi variat, în valori de forma 10^n, de exemplu între 10^{-3} și 10^{+3} (sau 10^{-4} și 10^{+4}), astfel încît R_x este egal cu R multiplicat cu un factor multiplu de zece. Sensibilitatea punții este maximă pentru $a/b = 1$, ceea ce corespunde de obicei măsurării rezistențelor de valori

medii (de ordinul miilor de ohmi). Precizia punții este maximă tot în gama valorilor medii ale lui R_x; la valori mici precizia scade din cauza influenței rezistențelor de conexiune, iar la valori mari din cauza influenței rezistențelor de izolație.

Sursa de alimentare este de obicei un redresor, alimentat de la rețea, sau o baterie. Indicatorul de nul poate fi un galvanometru magnetoelectric sau un indicator electronic. Indicatoarele cu amplificator de c.c. cu amplificare directă pot detecta tensiuni de ordinul 10 μV, avînd o rezistență internă de ordinul zecilor de kΩ. Pentru detectarea tensiunilor mai mici, de ordinul 1μV sau 0,1 μV, se folosesc indicatoare cu amplificator cu modulare, de obicei cu modulator electromecanic sau cu tranzistoare cu efect de cîmp. În cazul alimentării de la rețea a sursei punții și a indicatorului de nul, este foarte importantă izolarea lor față de rețea, folosind transformatoare de rețea ecranate.

13.4.2. PUNȚI PENTRU MĂSURAREA REZISTENȚELOR MICI

Pentru măsurarea rezistențelor de valori mici, în conexiune dipolară se poate face o echilibrare prealabilă a punții Wheatstone, cu bornele de măsurare în scurtcircuit; valoarea astfel găsită se scade din rezultatul măsurării lui R_x. Acest procedeu elimină efectul rezistenței conexiunilor, dar este afectat de rezistențele de contact.

Pentru măsurarea în conexiune cuadripolară se utilizează puntea Thomson (puntea dublă). Schema de bază a punții Thomson este dată în figura 13.12 *a*. Se observă că puntea Thomson se obține din puntea Wheatstone

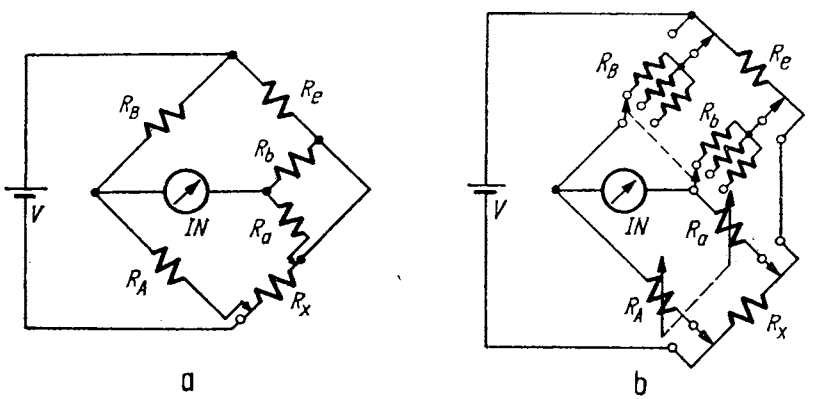


Fig. 13.12. Punte Thomson:
a — schema de principiu; *b* — schemă practică

prin adăugarea a două brațe suplimentare, care divid căderea de tensiune pe conexiunea dintre R_x și R_e în același raport ca și celelalte două brațe ale punții. Condiția de echilibru a punții Thomson este

$$R_x = \frac{R_A}{R_B} R_e + \frac{R_a r (R_A/R_B - R_a/R_b)}{R_a + R_b + r}. \qquad (13.24)$$

Al doilea termen din această expresie este un termen de eroare. El poate fi redus prin micșorarea lui r (rezistența conexiunii dintre R_x și R_e) și prin asigurarea de valori cît mai apropiate ale rapoartelor R_A/R_B și R_a/R_b.

Forma practică a punții Thomson este cea din fig. 13.12 *b*. Ca etalon R_e se folosește un rezistor cuadripolar. Rezistoarele $R_A = R_a$ sînt variabile în decade (cutii de rezistență), iar $R_B = R_b$ sînt comutabile, cu valori de forma 10^n Ω. Folosind pentru R_e tot valori multiple de 10, valoarea citită pe indicatoarele lui R_A se multiplică simplu cu un factor multiplu de 10 pentru a obține rezultatul măsurării.

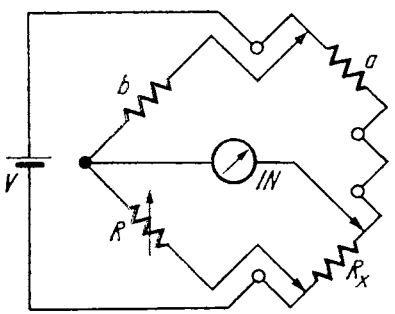


Fig. 13.13. Punte Wheatstone pentru măsurarea rezistențelor mici în conexiune cuadripolară

Puntea Thomson are și avantajul că prin R_x și R_e poate fi trecut un curent relativ mare, pentru a se obține o sensibilitate ridicată. În același scop, indicatorul de nul trebuie să aibă o sensibilitate în tensiune cît mai mare (rezistență internă mică).

Trebuie remarcat că pentru măsurarea rezistoarelor în conexiune cuadripolară se poate folosi și o variantă de punte Wheatstone, ca în figura 13.13. Se vede că rezistențele conexiunilor lui R_x sînt în serie cu indicatorul de nul, cu sursa și cu rezistoarele R și a; dacă aceste rezistențe au valori suficient de mari, erorile vor fi neglijabile. Dezavantajul punții este că rezistența a nu poate fi micșorată prea mult (de obicei este de cel puțin 1 Ω), ceea ce limitează sensibilitatea obtenabilă.

13.4.3. PUNȚI PENTRU MĂSURAREA REZISTENȚELOR MARI

Extinderea măsurării rezistenței cu punți Wheatstone către valori mari (peste 10 MΩ) întîmpină următoarele dificultăți: necesitatea unor indicatoare de nul de rezistență mare (tip „electrometru"); creșterea excesivă a valorilor rezistențelor din brațele punții; influența mărită a rezistențelor de izolație.

Pentru măsurări pînă la 10^9 ... 10^{10} Ω se poate folosi ca indicator de nul un amplificator de c.c. cu tuburi electronice sau cu tranzistoare cu efect de cîmp, care asigură o sensibilitate suficientă. Peste aceste valori, sînt mai adecvate electrometrele electronice, cele mai răspîndite fiind cu tranzistoare cu efect de cîmp speciale, cu modulator cu diode varicap sau cu condensator vibrant.

La alegerea valorilor rezistențelor din brațele punții, există două posibilități. Prima constă în rezistențe de valori mari în brațele punții, comparabile cu R_x; aceasta păstrează o sensibilitate ridicată a punții, dar îngreunează obținerea unei precizii bune, datorită instabilității rezistoarelor de valori mari. Deseori, aceste rezistoare sînt completate cu elemente de reglaj, pentru ca înainte de măsurare rezistoarele punții să poată fi calibrate, în trepte,

prin comparație cu rezistoare de valori mai mici. A doua posibilitate constă în rezistențe de valori nu prea mari în brațele punții, dar puternic inegale; aceasta asigură o stabilitate bună, dar conduce la o scădere a sensibilității.

O altă variantă care evită rezistoare de valori excesiv de mari este cea ilustrată în figura 13.14. Brațul de rezistență mare al punții este înlocuit de un circuit în stea (în T) R_1, R_2, R_3; prin transfigurarea acestuia în triunghi

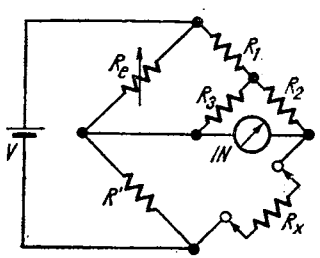


Fig. 13.14. Punte pentru rezistențe mari, cu circuit în stea (R_1, R_2, R_3), care simulează o rezistență de valoare mare

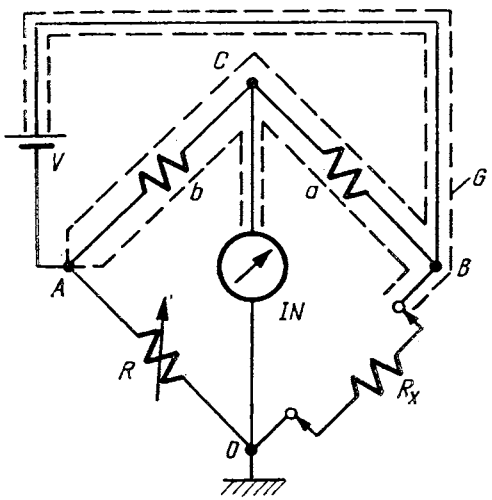


Fig. 13.15. Punte Wheatstone cu ecran-gardă (G) legat la nodul A al punții: rezistențele de izolație între $A - O$ ($G - O$), $C - G$ sînt în paralel pe brațe de rezistență mică ale punții (R_a, R_b), iar rezistența de izolație între $B - G$ este în paralel pe sursa de alimentare

(în π), se vede că rezistența echivalentă $R_1 + R_2 + (R_1R_3)/R_2$ poate fi considerabil mai mare decît valorile componente R_1, R_2, R_3 (soluția conduce însă de asemenea la o scădere a sensibilității). Elementul variabil al punții este plasat în brațul opus lui R_x, ceea ce are avantajul că prin reducerea lui la zero se ajunge la $R_x = \infty$.

Influența rezistențelor de izolație poate fi redusă prin introducerea unui ecran de gardă, care interceptează curenții prin izolație și astfel împiedică închiderea lor prin părțile critice ale punții. Soluția obișnuită constă într-un ecran-gardă legat la unul din nodurile punții (fig. 13.15); el „îmbracă" punctele critice ale punții și face ca toate rezistențele de izolație să apară în paralel pe brațe de rezistență mică ale punții (în cazul de față, în paralel pe R).

La măsurarea rezistoarelor în conexiune tripolară, borna 0 a acestora trebuie legată la gardă. În acest caz rezistențele reziduale R_{10} și R_{20} ale obiectului de măsurat sînt în paralel fie pe o diagonală a punții, fie pe brațul de rezistență mică, neinfluențînd practic echilibrul punții.

Măsurarea rezistențelor mari (peste 10^9 Ω) prezintă cîteva particularități. Valoarea acestor rezistențe depinde în general de tensiune, de aceea măsurarea lor trebuie făcută la tensiuni specificate. Sursele de alimentare a punților trebuie să fie stabile și de tensiune reglabilă, ajungînd pînă la valori relativ mari (de exemplu, 500 V); ele sînt de regulă generatoare electronice stabilizate. Din cauza curenților de polarizare, echilibrul punții devine stabil abia după un anumit timp de la aplicarea tensiunii (acest timp poate ajunge la ordinul minutelor). Deseori este utilă repetarea măsurării cu polaritate inversă a tensiunii, pentru eliminarea erorilor datorite unor efecte de neliniaritate sau decalaje de tensiune.

13.4.4. PUNȚI NEECHILIBRATE

Atît punțile Wheatstone, cît și punțile Thomson pot fi utilizate în regim de punte neechilibrată, pentru a se măsura mici deviații ale rezistenței de măsurat R_x de la valoarea de echilibru R_{x0}. Acest gen de măsurare este util la măsurarea unui număr mare de rezistoare de valori apropiate, la sortarea rezistoarelor, la ajustarea rezistoarelor etc.

Dacă pe scara indicatorului de nul al punții se marchează repere de limită, pentru încadrarea rezistenței între acestea, puntea se numește „punte de limită" (sau „punte de toleranță"). La unele punți limitele sînt marcate prin becuri semnalizatoare, care indică valori prea mici, corecte sau prea mari, sau simplu „trece" și „nu trece". O altă cerință importantă este uneori rapiditatea măsurării (numărul de măsurări pe secundă); în acest scop, se folosesc și punți cu echilibrare automată.

În principiu, orice punte obișnuită poate fi transformată în punte neechilibrată, dacă este prevăzută cu un indicator de nul cu scară gradată și sensibilitate variabilă. Se echilibrează puntea și apoi se calibrează indicatorul dînd rezistenței R_x o variație cunoscută și reglînd sensibilitatea indicatorului pentru a obține deviația dorită. Dependența dintre deviația indicatorului și variația $\Delta R_x/R_x$ este aproximativ liniară dacă abaterea de la echilibru nu este prea mare. Pentru o funcționare corectă tensiunea de alimentare a punții trebuie să fie constantă în timp. Pe lîngă stabilizarea tensiunii, o altă posibilitate este ca în locul măsurării deviației ΔV_2 la ieșire să se măsoare $\Delta V_2/V_1$ unde V_1 este tensiunea de alimentare a punții.

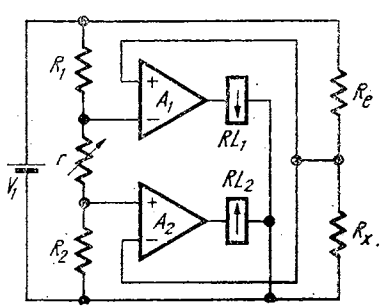


Fig. 13.16. Punte de limită cu comparatoare electronice:
A_1, A_2 — comparatoare; RL_1, RL_2 — relee polarizate

Sînt posibile multe alte soluții interesante pentru realizarea punților de limită. Una din ele [17] este reprezentată în fig. 13.16. Puntea constă din brațele $R_1 = R_2$ și o rezistență r reglabilă între ele; R_e este rezistența etalon,

iar R_x este rezistența de măsurat. Dacă $\pm a\%$ este toleranța admisă, în procente, pentru R_x față de R_e, se reglează r astfel ca

$$r = \frac{0{,}001\, a}{R_1 + R_2}. \tag{13.25}$$

Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2, avînd funcție de comparatoare, comandă releele polarizate RL_1 și respectiv RL_2. Dacă valoarea lui R_x se află între limitele stabilite, ambele amplificatoare sînt blocate și releele nu sînt acționate. Dacă R depășește una din limite, amplificatorul corespunzător produce un curent la ieșire și acționează releul respectiv.

13.5. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DIRECTE

Ca și la măsurarea rezistenței prin metode directe, metoda ampermetru-voltmetru nu se folosește practic, ci se menține fie curentul fie tensiunea constantă și se măsoară cealaltă mărime, în primul caz proporțională cu impedanța și în al doilea caz proporțională cu admitanța. Mai frecvent, aparatul este realizat ca inductanțmetru sau capacimetru. Există însă și impedanțmetre, cu mai multe variante: în modul, în modul și fază, pe componente rectangulare.

13.5.1. CAPACIMETRE

Măsurarea directă a capacității se face de obicei prin aplicarea unei tensiuni alternative cunoscute capacitorului de măsurat și măsurarea curentului care îl străbate

$$C_x = \frac{I_m}{\omega V}, \tag{13.26}$$

unde I_m este curentul măsurat și V este tensiunea aplicată. De obicei, în seric cu C_x este conectată o rezistență r, de valoare mică în comparație cu reactanța capacitorului și se măsoară căderea de tensiune V_r pe r

$$C_x = \frac{V_r}{V}\,\frac{1}{\omega r} = kV_r, \tag{13.27}$$

unde k este o constantă a aparatului (fig. 13.17). Generatorul produce o tensiune de amplitudine și frecvență constante; în multe aparate de acest gen se folosește un oscilator cu cuarț pe frecvența de 1 MHz. Tensiunea de măsurare este mică, de ordinul zecilor de milivolți, pentru a se putea măsura și capacități ale elementelor neliniare (de exemplu, dispozitive semiconductoare).

Pentru măsurarea tensiunii V_r se folosesc un amplificator, un detector-sincron și un instrument indicator. Datorită detecției sincrone, precizia măsurării nu este afectată prea mult de pierderile capacitorului de măsurat. Măsurarea se poate face în conexiune dipolară sau tripolară. Este posibilă aplicarea unei tensiuni de polarizare, de pînă la cîteva sute de volți, capacitorului

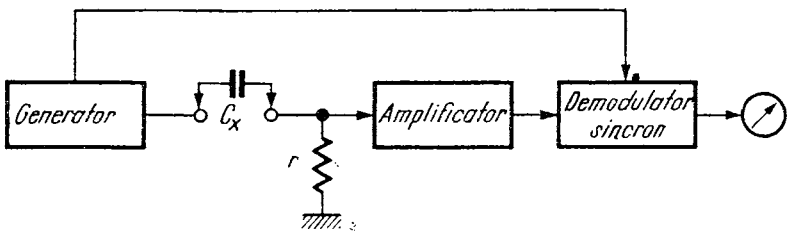


Fig. 13.17. Capacimetru electronic

de măsurat. Măsurarea se face începînd de la capacități foarte mici (miimi de picofarazi) pînă la zeci de nanofarazi. Precizia de măsurare este între 0,2 ... 2% în funcție și de indicatorul folosit (digital sau analogic). Multe din aceste aparate furnizează la ieșire și o tensiune proporțională cu C_x, permițînd astfel utilizarea unor înregistratoare X-Y, de exemplu pentru ridicarea curbei capacitate-tensiune la dispozitive semiconductoare.

Pentru măsurarea capacității sînt folosite și alte principii, de cele mai multe ori bazate pe obținerea unei tensiuni sau a unui curent proporțional cu capacitatea de măsurat: oscilatoare sinusoidale sau oscilatoare de relaxare în care frecvența, durata impulsurilor sau amplitudinea lor depinde de C_x.

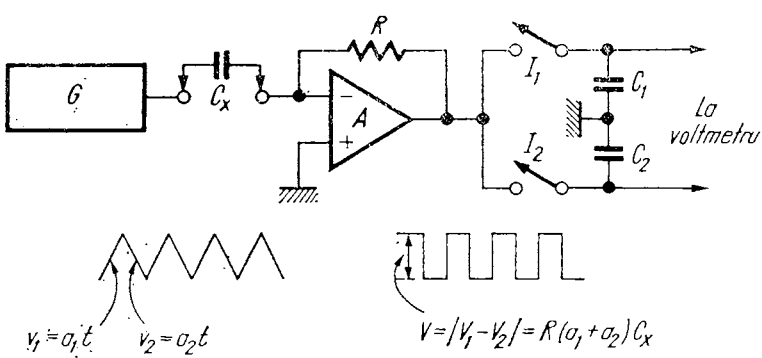


Fig. 13.18. Convertor capacitate-tensiune:
G — generator de tensiune în dinți de ferăstrău; *A* — derivator; I_1, I_2 — întrerupătoare cu tranzistoare cu efect de cîmp; C_1, C_2 — condensatoare de memorie

Mărimea de ieșire este măsurată cu un voltmetru digital sau cu un amplificator și un instrument analogic. Pentru ilustrare, figura 13.18 redă principiul unui convertor capacitate-tensiune, folosit ca sertar al unui multimetru digital. Tensiunea în dinți de ferăstrău a unui generator de impedanță de ieșire

mică este aplicată capacitorului de măsurat; acesta formează, împreună cu un amplificator operațional, un derivator la ieșirea căruia apare o tensiune dreptunghiulară de amplitudine proporțională cu C_x

$$V = |V_1 - V_2| = R(a_1 + a_2)\, C_x \tag{13.28}$$

unde a_1, a_2 sînt pantele de creștere, respectiv de descreștere a tensiunii în dinți de ferăstrău. Această tensiune este memorată de două capacitoare C_1, C_2, prin intermediul unor întreruptoare (porți) I_1 și I_2 cu efect de cîmp, care conduc pe rînd în timpul palierului crescător, respectiv descrescător al semnalului de intrare. Metoda are multiple avantaje: independență de deriva amplificatorului operațional și de caracteristicile semnalului de intrare, posibilitate de măsurare și în conexiune tripolară a lui C_x etc. Măsurarea este posibilă de la 0,01 pF la 2 000 μF, cu o precizie între 0,1 ... 1%.

Pentru măsurarea capacităților mari și, în mod special, a capacității capacitoarelor electrolitice, schema de măsurare prezintă cîteva particularități. În principiu, tensiunea alternativă de măsurare este aplicată prin intermediul unei rezistențe R_s de valoare mare în comparație cu $1/(\omega C_x)$, de la un generator de frecvență joasă (de obicei, 50, 60, 100 sau 120 Hz) (fig. 13.19). Măsurarea se face în conexiune cuadripolară, căderea de tensiune pe C_x fiind preluată de un amplificator diferențial. Semnalul este demodulat sincron, într-un demodulator comandat cu un semnal decalat la 90° față de generator. Dezavantajul acestei scheme simple este că scara aparatului rezultă puternic neliniară (hiperbolică). Pentru a-l înlătura, se folosesc diferite soluții: comanda automată a nivelului tensiunii generatorului prin intermediul unui comparator [22], sau aplicarea unei tensiuni continue suplimentare, decalînd scara și eliminînd regiunea ei inițială [23]. Unele aparate bazate pe acest principiu permit și măsurarea tg δ a capacitorului, precum și curentul de fugă. La toate

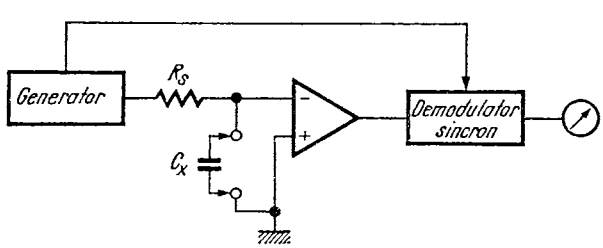


Fig. 13.19. Principiu de măsurare a capacităților mari (capacitoare electrolitice)

aparatele este posibilă aplicarea unei tensiuni de polarizare. Intervalul de măsurare este între 0,1 μF ... 1 F, iar precizia măsurării lui C_x între 1 ... 4%.

O altă categorie de capacimetre lucrează pe principiul rezonanței. Acestea sînt descrise în secțiunea 13.6.3.

13.5.2. INDUCTANȚMETRE

Mai puțin răspîndite decît capacimetrele, inductanțmetrele cu citire directă funcționează pe principiul măsurării tensiunii la bornele inductorului de măsurat, alimentat în c.a. prin intermediul unei rezistențe serie de valoare mare (fig. 13.20).

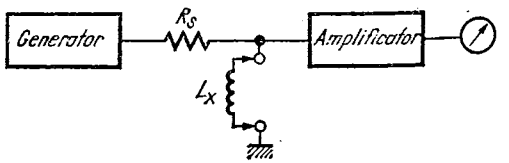


Fig. 13.20. Inductanțmetru

Rezultă

$$L_x = \frac{V_L}{V}\frac{R_s}{\omega} = kV_L, \tag{13.29}$$

unde k este o constantă a aparatului.

Inductanțmetrele se realizează ca aparate independente [24] sau combinate cu capacimetre (LC-metre).

Gamele de măsurare se obțin prin schimbarea frecvenței și a rezistenței R_s. Scara aparatului este liniară. Intervalul de măsurare este cuprins între 10 μH ... 100 H, iar precizia de măsurare este de 0,5 ... 3%.

13.5.3. IMPEDANȚMETRE

Cele mai răspîndite impedanțmetre (Z-metre) sînt cele care măsoară fie numai impedanța în modul, fie modulul și unghiul de fază al impedanței. Impedanțmetrele furnizează, în general, o informație mai redusă în legătură cu obiectul de măsurat, decît aparatele care măsoară parametrii R, L, C și Q, D sau tg δ. Acest dezavantaj este compensat de posibilitatea mai ușoară de a măsura într-o bandă relativ largă de frecvențe (la mai multe frecvențe fixe, sau într-un interval întreg).

Pentru măsurarea modulului impedanței se poate folosi oricare din metodele descrise în secțiunile 13.5.2. și 13.5.3: metoda ampermetru-voltmetru, metoda măsurării tensiunii la bornele lui Z_x sau a curentului Y_x. S-a construit o mare varietate de aparate de acest fel. Pentru a lărgi intervalul de măsurare a impedanței, de la ordinul ohmilor la acela al megohmilor, se pot folosi transformatoare de adaptare [25], ca în schema-bloc din fig. 13.21: un transformator de tensiune și un transformator de curent, ambele cu prize. Tensiunea generatorului și amplificarea milivoltmetrului trebuie să fie stabile.

O altă posibilitate este de a măsura prin comparare, conform schemei din figura 13.22: raportul V_Z/V_R este egal cu $|Z_x|/R$. Se poate lucra fie cu R de valoare constantă, citind valoarea lui V_Z la V_R constant, fie cu R variabil, reglîndu-l astfel încît $V_Z = V_R$, obținîndu-se în acest caz $|Z_x| = R$.

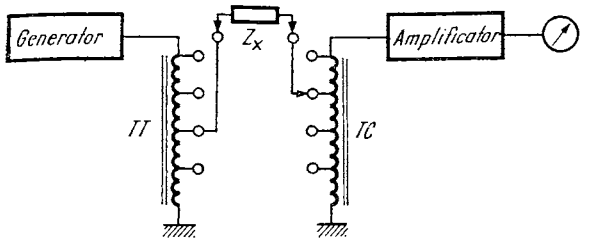


Fig. 13.21. Impendanțmetru în modul:
TT — transformator de tensiune, cu prize; *TC* — transformator de curent, cu prize

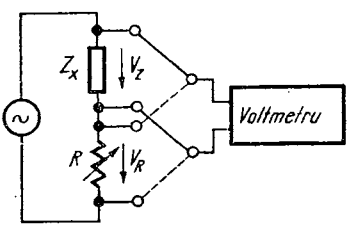


Fig. 13.22. Măsurarea modulului impedanței, prin metoda comparației

Această schemă poate fi extinsă pentru a măsura și unghiul de fază al impedanței. Ea devine astfel o punte semiechilibrată; descrierea ei este dată în secțiunea 13.7.6.

Pentru măsurarea impedanței în modul și fază, aparatul care s-a impus în ultimul timp este impedanțmetrul vectorial, a cărui schemă-bloc este dată în figura 13.23. Pentru $|Z_x| \leqslant 1\,000\ \Omega$ amplificatorul A este comandat de ampermetrul I, care sesizează curentul prin Z_x și reglează automat amplificarea prin A astfel încît curentul rămîne constant, independent de valoarea lui Z_x. Tensiunea la bornele lui Z_x, proporțională cu Z_x, este preluată de ampli-

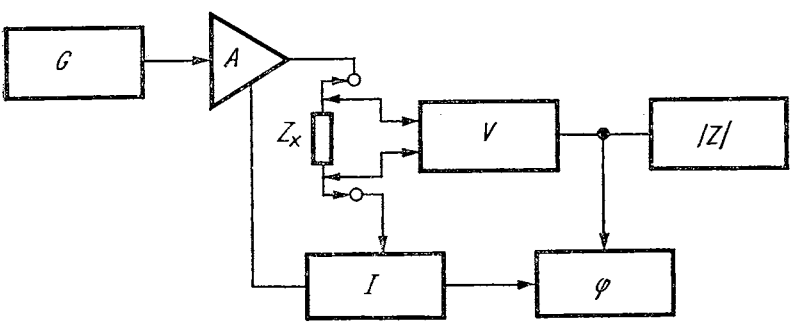


Fig. 13.23. Impendanțmetru vectorial:
G — generator de frecvență variabilă; *A* — amplificator, cu reglare automată a amplificării; *I* — sesizor de curent; *V* — sesizor de tensiune; |*Z*| — indicator al modulului impedanței: φ — fazmetru electronic

ficatorul V și aplicată indicatorului $|Z|$, gradat în ohmi. Semnalele de la V și I sînt limitate și aplicate fazmetrului φ, de tip cu trecere prin zero, care indică unghiul de fază φ al impedanței, în valoare și semn.

Pentru $|Z|_x > 1\,000\ \Omega$ sistemul funcționează similar, dar cu menținerea constantă a tensiunii.

Aparatul are avantajul că nu necesită nici un reglaj, indică direct $|Z|$ și φ într-o gamă largă de valori (1 Ω ... 10 MΩ), independent de frecvență (între 5 Hz ... 500 kHz). În schimb, are o precizie relativ redusă (5% pentru $|Z|$, 6° pentru φ) și are o construcție destul de complicată. Există și o variantă a aparatului pentru frecvențe mai înalte, de la 0,5 la 100 MHz.

13.6. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DE PUNTE

Puntea de c.a., analogă punții de c.c., se obține prin înlocuirea rezistențelor din brațele punții cu impedanțe. Puntea se alimentează de la o sursă de c.a., iar pentru echilibrare se folosește un indicator de nul de c.a. Pe lîngă puntea Wheatstone în c.a. și puntea Thomson în c.a. — analoge celor corespunzătoare în c.c. — există și unele tipuri de punți de c.a. specifice, care nu au un analog în c.c.

Punțile de c.a. se folosesc în principal pentru determinarea parametrilor de circuit R, L, C. Există și punți care măsoară direct impedanța pe componente (R, X) sau în modul și fază ($|Z|$, φ). Se mai folosesc de asemenea punți pentru măsurarea frecvenței (în ultimul timp mai rar), punți cu elemente neliniare pentru măsurarea tensiunii alternative și a puterii etc.

Punțile de c.a. se alimentează de cele mai multe ori în curent alternativ sinusoidal. Punțile alimentate cu tensiuni de alte forme, de exemplu dreptunghiulară, sînt cu destinație specială și de utilizare restrînsă. De asemenea, punțile alimentate în c.c. și prevăzute cu comutatoare mecanice, răspîndite în trecut, nu mai sînt folosite în prezent.

13.6.1. GENERALITĂȚI

Schema generală a punților de c.a. este cea din figura 13.24 (multe din schemele mai complexe pot fi reduse la aceasta: altele vor fi menționate în cele ce urmează). Condiția de echilibru este

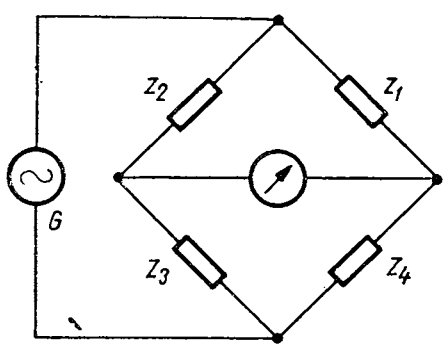


Fig. 13.24. Punte de curent alternativ

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \qquad (13.30)$$

reprezentînd o ecuație în complex, echivalentă cu două ecuații scalare, care pot fi puse sub forma

$$\begin{cases} R_1 R_3 - X_1 X_3 = R_2 R_4 - X_2 X_4 \\ R_1 X_3 + R_3 X_1 = R_2 X_4 + R_4 X_2 \end{cases} \qquad (13.31)$$

sau sub forma

$$\begin{cases} |Z_1 Z_3| = |Z_2 Z_4| \\ \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4 \end{cases} \qquad (13.32)$$

unde

$$Z_1 = R_1 + jX_1;\ Z_2 = R_2 + jX_2;\ Z_3 = R_3 + jX_3;\ Z_4 = R_4 + jX_4.$$

Principalele particularități ale punții de c.a. sînt următoarele:

● Condiția de echilibru este constituită dintr-un sistem de două ecuații care trebuie satisfăcute simultan. Aceasta implică, în general, existența a cel puțin doi parametri variabili în schema punții. Rezultă, de asemenea, că puntea de c.a. permite determinarea concomitentă a două mărimi (scalare) necunoscute.

● Prin adoptarea pentru Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 a unor combinații de rezistențe, inductanțe și capacități în serie sau în paralel, se poate obține o mulțime foarte mare de tipuri de punți (spre deosebire de puntea de c.c., care este una singură).

● Condiția de fază $\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4$ arată că nu orice combinație de impedanțe poate conduce la o punte echilibrabilă; semnul reactanțelor din brațele punții trebuie să fie astfel încît condiția de fază să poată fi satisfăcută. Aceasta limitează numărul posibil de tipuri de punți.

● O altă condiție limitativă este dată de cerința ca cele două mărimi măsurate de punte să poată fi citite separat (independent), pe indicatoarele celor doi parametri variabili ai punții. Se poate arăta că acest lucru este posibil dacă două din impedanțele punții sînt fie rezistențe pure, fie reactanțe pure (adică două din unghiurile φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 să fie 0°, +90° sau −90°).

Definiții și clasificări.

În general, impedanța de măsurat este complexă, de forma

$$Z_x = R_x + jX_x. \tag{13.33}$$

Aceasta implică existența în punte a cel puțin unui braț complex, de forma $Z = R + jX$. Celelalte două brațe, așa cum s-a arătat, se aleg practic totdeauna de forma $Z = R$ sau $Z = jX$.

Brațul complex, de impedanță $Z = R + jX$, se numește *braț de referință* (sau braț de comparație) al punții.

Brațele simple, de forma $Z = R$ sau $Z = jX$, se numesc *brațe auxiliare* ale punții.

Brațele auxiliare pot fi alăturate sau opuse în schema punții (brațul necunoscut și brațul de referință vor fi, de asemenea, alăturate, respectiv opuse în aceste cazuri). Punțile în care brațele auxiliare sînt alăturate se numesc *punți de raport*. Punțile în care brațele auxiliare sînt opuse se numesc *punți de produs*. Aceste denumiri provin de la faptul că pentru o punte de raport la care Z_3 este braț de referință

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3 \tag{13.34}$$

și brațele auxiliare intră în ecuația de echilibru ca un raport, Z_1/Z_2. La aceste punți măsurarea poate fi privită ca o comparare a impedanței Z_x cu impedanța Z_3. Factorul Z_1/Z_2 poate fi real sau imaginar. Dacă Z_1/Z_2 este real, puntea compară două impedanțe de același fel (ambele inductive sau ambele capacitive).

Pentru o punte de produs la care Z_2 este braț de referință

$$Z_x = Z_1 Z_3 \frac{1}{Z_2} = Z_1 Z_3 Y_2 \tag{13.35}$$

și brațele auxiliare intră în condiția de echilibru ca un produs Z_1Z_3. La aceste punți măsurarea poate fi privită ca o comparare a impedanței Z_x cu admitanța $Y_2 = 1/Z_2$. Factorul Z_1Z_3 poate fi real sau imaginar. Dacă Z_1Z_3 este real, puntea compară două impedanțe de feluri diferite (una inductivă cu una capacitivă).

Punțile care măsoară direct componentele vectorului Z_x, adică valorile elementelor serie R_x și X_x, se numesc *punți serie*. Asemenea punți sînt fie punți de raport cu brațul de referință format din elemente serie, pentru care $R_x + jX_x = (Z_1/Z_2)(R_3 + jX_3)$, fie punți de produs cu brațul de referință format din elemente paralel, pentru care $R_x + jX_x = Z_1Z_3(G_2 + jB_2)$.

Punțile care măsoară direct componentele vectorului Y_x, adică valorile elementelor paralel G_x și B_x, se numesc *punți paralel*. Asemenea punți sînt fie punți de raport cu brațul de referință format din elemente paralel, pentru care $G_x + jB_x = (Z_2/Z_1)(G_3 + jB_3)$, fie punți de produs cu brațul de referință format din elemente serie, pentru care $G_x + jB_x = Y_1Y_2(R_3 + jX_3)$.

După poziția elementelor variabile ale punții, care servesc pentru echilibrare, există două posibilități principale:

● Sînt variabile cele două componente ale brațului de referință. În acest caz puntea măsoară perechi de componente ca R și X, R și L, G și B sau G și C.

● Sînt variabile una din componentele brațului de referință și un braț auxiliar. În acest caz puntea măsoară o componentă a impedanței Z_x și factorul de calitate Q (sau $D = 1/Q$).

În general, o punte de c.a. nu poate fi echilibrată cu elemente variabile plasate numai în brațele auxiliare.

Echilibrarea se poate face și cu unul sau ambele elemente variabile plasate în brațul necunoscut (în serie sau în paralel cu impedanța de măsurat). În acest caz are loc o *măsurare prin substituție*, întrucît se compensează efectul introducerii impedanței Z_x în punte, prin scăderea corespunzătoare a impedanței din același braț.

Tipuri fundamentale de punți de c. a.

Pentru o sistematizare a principalelor tipuri de punți de c.a., pot fi luate în considerare următoarele criterii: (a) natura impedanței măsurate: capacitivă sau inductivă (punți *RC*, respectiv punți *RL*); b) schema echivalentă a brațului necunoscut: punți serie, punți paralel; (c) schema echivalentă a brațului de referință: serie, paralel; (d) poziția brațelor auxiliare: punți de raport, punți de produs.

Pentru simplificare, au fost considerate numai punțile ale căror elemente componente sînt rezistoare și capacitoare, ceea ce corespunde practicii actuale (inductoare nu se folosesc în punțile moderne). Pentru brațele auxiliare, au fost reținute numai perechile rezistor-rezistor și rezistor-capacitor (brațe auxiliare capacitor-capacitor sînt folosite mai rar). De asemenea, poziția sursei

și cea a indicatorului de nul nu au fost precizate. În aceste condiții, sînt posibile 16 scheme distincte de punți, reprezentate în tabelul 13.2. Dintre acestea, 8 scheme sînt folosite frecvent (acestea au denumiri speciale), 2 scheme sînt folosite numai ca punți de frecvență, iar 6 scheme sînt practic neutilizate. Căsuțele goale din tabelul 13.2 corespund unor punți care nu pot fi echilibrate.

Pe lîngă punțile de bază, cu patru brațe, din tabelul 13.2, există o varietate mare de punți cu mai mult de patru brațe (de exemplu, cu șase brațe) folosite însă mai rar. Unele din ele pot fi reduse la schemele de bază, prin transfigurări stea-triunghi sau triunghi-stea. Există de asemenea punți care conțin bobine cuplate inductiv, fie în brațul necunoscut (punți pentru măsuinductanței mutuale), fie în brațul de referință (pct. 13.6.2).

O clasă deosebită de punți o formează punțile cu transformator (pct. 13.6.4).

Sensibilitatea punților de c. a.

Ca și în cazul punților de c.c., problema sensibilității punților de c.a. este destul de complicată, dacă trebuie să se țină seama de toți parametrii care intervin. În cazul în care impedanța indicatorului de nul este suficient de mare pentru a considera că puntea lucrează în gol, o expresie generală a tensiunii de dezechilibru a punții este

$$\left|\frac{\Delta V_2}{V_1}\right| = \frac{k}{1 + 2k\cos\varkappa + k^2}\,\delta = F\delta, \qquad (13.36)$$

unde F este *factorul de raport* al punții, k este modulul și $\varkappa$ argumentul raportului punții adiacente indicatorului de nul, iar δ este abaterea relativă a impedanței unuia din brațele punții. De exemplu, pentru puntea din figura 13.25

$$k = \left|\frac{Z_1}{Z_4}\right| = \left|\frac{Z_2}{Z_3}\right| \qquad (13.37)$$

$$\varkappa = \arg\left(\frac{Z_1}{Z_4}\right) = \arg\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right) =$$

$$= \varphi_1 - \varphi_4 = \varphi_2 - \varphi_3 \qquad (13.38)$$

$$\delta = \frac{\Delta R_4}{|Z_4|} \quad \text{sau} \quad \delta = \frac{\Delta X_4}{|Z_4|}. \qquad (13.39)$$

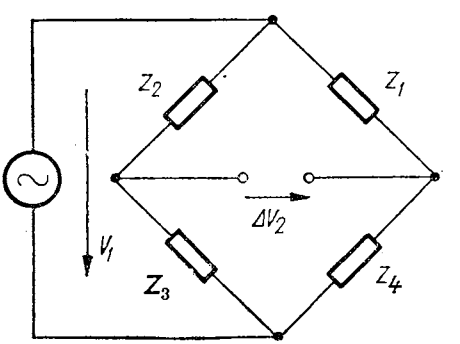


Fig. 13.25. Pentru definirea sensibilității punților de curent alternativ

Rezultă că sensibilitatea depinde atît de modulul raportului k al punții, cît și de diferența unghiurilor de fază ale impedanțelor adiacente indicatorului de nul. Sensibilitatea este maximă pentru $k = 1$ (punte simetrică față de diagonala de ieșire); în acest caz $F = 1/4$ dacă $\varkappa = 0$ și $F = 1/2$ dacă $\varkappa = \pm 90°$ (pentru $\varkappa = \pm 180°$ se obține $F = \infty$, adică o sensibilitate teoretic infinită, practic limitată de puterea admisibilă în brațele punții, de impedanța internă a indicatorului de nul etc.; în practică această posibilitate nu este exploatată, din cauză că necesită inductanțe în schema punții, se poate obține la o singură frecvență etc.).

Tabelul 13.2

Poziția și structura brațelor auxiliare		Structura brațelor necunoscut și de referință													
		Punți RC						Punți RL							
		Serie		Paralel				Serie				Paralel			
		Brațul de referință						Brațul de referință							
		Serie	Paralel	Serie	Paralel	Serie	Paralel	Serie	Paralel	Serie	Paralel	Serie	Paralel	Serie	Paralel
Punți de raport	$\varphi_1 - \varphi_2 = 0$	Punte Souty serie (Wien)		Punte Wien		Punte Soutz paralel (Nernst)			Punte Owen serie		(folosită rar)		(folosită rar)		Punte Owen paralel
	$\varphi_1 - \varphi_2 = 90°$														
Punți de produs	$\varphi_1 + \varphi_2 = 0$								(folosită rar)		Punte Maxwell-Wien		Punte Hay (folosită rar)		
	$\varphi_1 + \varphi_2 = -90°$	(folosită rar)	Punte Schering	Punte Schering paralel		(folosită rar)									

Dacă impedanța indicatorului de nul este finită, atunci condiția de sensibilitate maximă este ca impedanța indicatorului să fie conjugata complexă a impedanței de ieșire a punții

$$Z_{IN} = \left[\frac{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4}\right]^*. \tag{13.40}$$

Practic această condiție este îndeplinită foarte rar. Dacă este necesară obținerea unei sensibilități apropiate de cea maximă, se asigură egalitatea modulelor celor două impedanțe, prin alegerea adecvată a indicatorului de nul sau cu ajutorul unui transformator de adaptare.

Procesul de echilibrare a punții.

Pentru echilibrarea unei punți de c.a., două din elementele sale (două rezistențe, o rezistență și o reactanță, sau două reactanțe) trebuie să fie variabile. Se pun următoarele probleme:

- alegerea elementelor variabile astfel încît echilibrarea să fie totdeauna posibilă;
- echilibrarea să fie cît mai rapidă, adică cu puține reglaje succesive ale celor două elemente.

Tensiunea de dezechilibru a punții, în ipoteza $Z_{IN} = \infty$, este

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_2 + Z_3)(Z_1 + Z_4)}. \tag{13.41}$$

Oricare ar fi elementele variabile, în cursul echilibrării punții prin varierea unuia din aceste elemente vectorul V_2 descrie un cerc în planul complex.

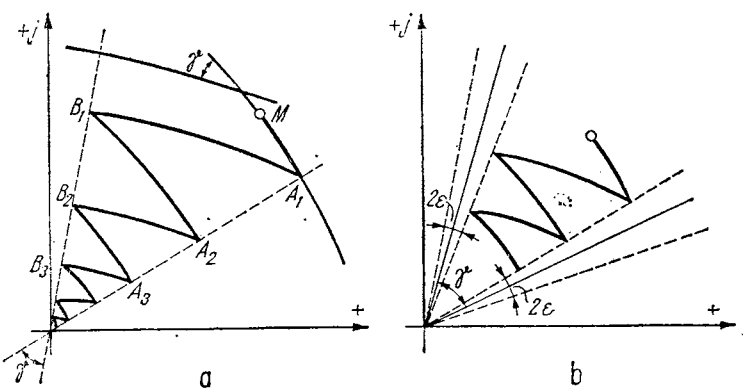


Fig. 13.26. Pentru ilustrarea convergenței punților de c.a.:

a — locul geometric al extremității vectorului V_2 la echilibrarea unei punți de c.a.; M — locul inițial; A_1, A_2, A_3... puncte succesive de minimum al valorii $|V_2|$ la reglarea unuia din elementele variabile ale punții; B_1, B_2, B_3,... puncte succesive de minimum al valorii $|V_2|$ la reglarea celuilalt parametru al punții; γ — unghi de convergență; *b* — echilibrarea punții ținînd seama și de unghiul de insensibilitate ε al indicatorului de nul; este reprezentat cazul cel mai defavorabil în care aprecierea minimului se face în sensul micșorării convergenței

Echilibrarea prin reglaje succesive ale celor două elemente variabile face ca vectorul V_2 să descrie segmente de cerc (fig. 13.26 *a*); dacă aceste segmente sînt din ce în ce mai mici, procesul conduce efectiv la echilibrarea punții; se spune că puntea este *convergentă*.

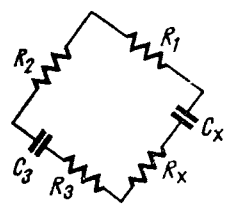
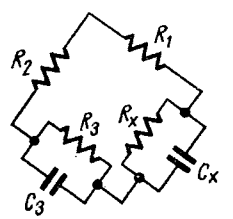
Ușurința echilibrării depinde de numărul de reglaje succesive necesare; se poate arăta că acesta, deci rapiditatea convergenței, este determinată de unghiul sub care se intersectează cele două cercuri corespunzătoare reglării celor două elemente variabile ale punții, numit *unghi de convergență*, γ. Convergența optimă se obține pentru $\gamma = 90°$. În general, numărul de reglaje succesive necesare pentru a micșora de m ori tensiunea de dezechilibru este [3]

$$n = \frac{\lg m}{\lg \dfrac{\cos \varepsilon}{\cos(\gamma - \varepsilon)}}, \qquad (13.42)$$

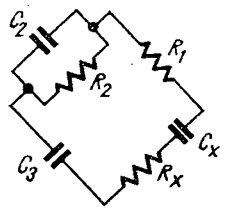
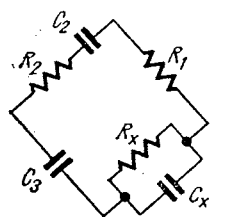
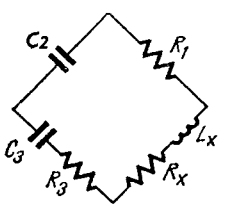
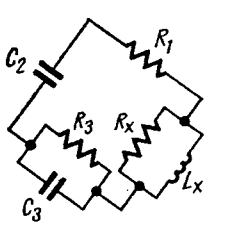
unde ε este unghiul de insensibilitate al indicatorului, datorit imposibilității aprecierii exacte a minimului tensiunii de ieșire (fig. 13.26*b*). De obicei $\varepsilon = 5...15°$ pentru indicatoarele obișnuite. Dacă $\gamma \leqslant \varepsilon$ echilibrarea nu mai este posibilă. Convergența este satisfăcătoare dacă $\gamma - \varepsilon \geqslant 45°$.

Punțile la care componentele R_x și X_x (sau G_x și B_x) se echilibrează independent (de exemplu, puntea Maxwell-Wien din tabelul 13.2, avînd ca elemente variabile R_2 și C_2), au unghiul de convergență ideal $\gamma = 90°$. La punțile care măsoară X_x și Q_x (sau X_x și D_x) (de exemplu, puntea Maxwell-Wien din tabelul 13.2, avînd ca elemente variabile R_2 și R_3), unghiul de convergență este $\gamma = \varphi$; aceste punți au o convergență slabă la măsurarea impedanțelor cu unghi de fază mic (de exemplu, inductoare cu pierderi mari).

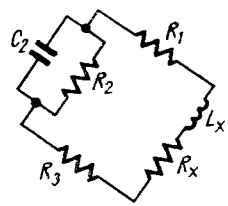
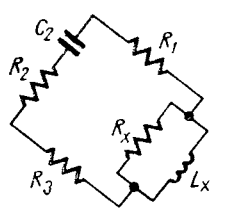
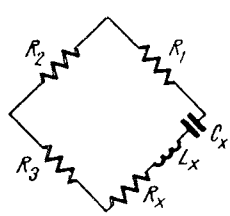
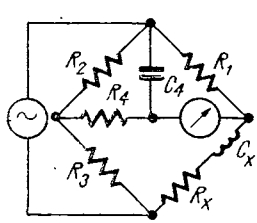
Tabelul 13.3

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte Sauty serie	$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$ $(\operatorname{tg} \delta_x = \omega C_3 R_3)$	Utilizată la măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi mici și valori nu prea mari ale capacității. Elemente variabile sînt de obicei R_2 și R_3
 Pante Sauty paralel (numită și punte Nernst)	$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$ $\left(\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega C_3 R_3}\right)$	Utilizată la măsurarea capacității și pierderilor condensatoarelor cu pierderi moderate sau mari. Elemente variabile sînt de obicei R_2 și R_3

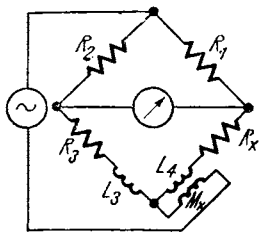
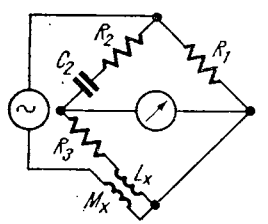
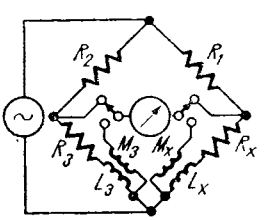
Tabelul 13.3 (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte Schering	$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3$ $\left(R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1\right)$ $\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_2 C_2$	Una din cele mai răspîndite punți pentru măsurarea capacității și a tg δ, atît la tensiuni joase cît și la tensiuni înalte, la 50 Hz și la frecvențe mai mari. Elemente variabile sînt R_1 și C_2 (acestea din urmă gradat direct în tg δ_x). C_3 este un condensator cu pierderi neglijabile. R_1 și R_2 sînt rezistoare cu reactanță mică. Pentru măsurarea de capacități mari, în paralel cu R_1 se leagă un șunt.
 Punte Schering paralel	$C_x = \frac{R_2}{R_1} C_3$ $\left(R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1\right)$ $\operatorname{tg} \delta_x = (\omega R_2 C_2)^{-1}$	Folosită rar la frecvențe joase. Una din cele mai răspîndite punți pentru măsurări de impendanță la frecvențe înalte.
 Punte Owen serie	$L_x = R_1 R_3 C_2$ $R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1$	Utilizată pentru măsurarea cu precizie a inductanței. Elemente variabile sînt C_3 și R_3. Pentru măsurarea rezistenței R_x se folosește și o metodă de substituție, cu ajutorul unui rezistor variabil în serie în brațul Z_x.
 Punte Owen paralel	$L_x = R_1 R_3 C_2$ $R_x = \frac{C_2}{C_3} R_1$	Folosită relativ rar. Are proprietăți asemănătoare cu puntea Owen serie.

Tabelul 13.3 (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte Maxwell-Wien	$L_x = R_1 R_3 C_2$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$ $(Q_x = \omega C_2 R_2)$	Cea mai răspîndită punte pentru măsurarea inductanței, în special la frecvențe joase. R_1, R_2, R_3 sînt rezistoare cu reactanță mică. Dacă R_2 și C_2 sînt variabile puntea măsoară L_x și R_x; dacă R_2 și R_1 (sau R_3) sînt variabile, puntea măsoară L_x și Q_x. În acest al doilea caz convergența punții devine slabă pentru $Q_x < 2$, iar la valori mari ale lui Q_x echilibrarea nu mai e posibilă (întrucît ar fi necesare valori mari pt. R_2).
 Punte Hay	$L_x = R_1 R_2 C_2$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$ $\left(Q_x = \frac{1}{\omega C_2 R_2}\right)$	Utilizată pentru măsurarea inductanței la frecvențe joase. Are proprietăți similare punții Maxwell-Wien, cu excepția faptului că poate măsura și valori mari ale factorului Q_x. Se folosește și la măsurări asupra bobinelor premagnetizate în curent continuu.
 Punte de rezonanță	$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_4}$ $R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2}$	Utilizată relativ rar. Elemente variabile sînt C_4 și una sau mai multe din rezistențele R_1, R_2, R_3. Are dezavantajul dependenței de frecvență a echilibrului.
 Punte Anderson	$L_x = CR_1\left[R_4\left(1 + \right.\right.$ $\left.\left. + \frac{R_3}{R_2}\right) + R_3\right]$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$	Este o modificare a punții Maxwell-Wien. Elemente variabile sînt de obicei R_4 și o rezistență în serie cu R_x. Poate fi echilibrată în prealabil în c.c. reglînd R_1, R_2 sau R_3 și apoi în c.a. reglînd R_4. Intervertind sursa cu indicatorul rezultă puntea Stroud-Oates.

Tabelul 13.3 (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte Heaviside-Campbell	$M_x = \frac{R_1 L_3 - R_2 L_4}{R_1 + R_2}$ $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3$	Utilizată pentru măsurarea inductanței mutuale, în funcție de două inductanțe proprii și două rezistențe.[1]
 Punte Carey-Foster	$M_x = R_1 R_3 C_2$ $L_x = (R_1 + R_2)\, R_3 C_2$	Utilizată pentru măsurarea inductanței mutuale, în funcție de o capacitate și două rezistențe.
 Punte Campbell	$M_x = \frac{R_1}{R_2} M_3$ $L_x = \frac{R_1}{R_2} L_3$	Utilizată pentru compararea a două inductanțe mutuale. Necesită două echilibrări: a inductanțelor proprii și a inductanțelor mutuale

[1] Pentru măsurarea inductanței mutuale se folosesc relativ rar punți de măsurare. Procedeul obișnuit constă în măsurarea inductanței totale a celor două bobine în serie, o dată în sens direct și o dată în opoziție.

13.6.2. TIPURI PARTICULARE DE PUNȚI DE C.A.

Din numărul mare de punți și variante posibile, sînt prezentate în tabelul 13.3 cele mai răspîndite tipuri particulare, împreună cu denumirea lor uzuală ecuațiile de echilibru, cîteva proprietăți și utilizări. Ecuațiile de echilibru sînt deduse cu neglijarea elementelor reziduale ale punților; pentru analiza efectelor acestora, precum și a altor surse de erori, a se vedea 13.6.3.

Pe lîngă punțile fundamentale clasificate în tabelul 13.2, în tabelul 13.3 au fost incluse și cîteva care nu se încadrează în această clasificare (cu excepția punților cu transformator, descrise la 13.6.4).

13.6.3. SURSE DE ERORI LA MĂSURĂRI CU PUNȚI DE C.A.

Parametri reziduali ai punții.

Elementele componente ale punților de c.a. — rezistoare și capacitoare, fixe sau variabile — nu se comportă ca elemente ideale: reactanță nulă pentru rezistoare, pierderi nule pentru condensatoare, independență de frecvență etc. În plus, între elementele punții există cuplaje parazite, inductive sau capacitive. Aceasta face ca schema reală a punții să fie cu mult mai complicată decît schema ideală, simplificată, pe baza căreia se stabilesc ecuațiile de echilibru. Ca exemplu, în fig. 13.27 este reprezentată schema unei punți Maxwell-Wien, cu cele mai importante elemente reziduale. O parte din aceste elemente reziduale nu afectează condițiile de echilibru, constituind impedanțe în serie sau în paralel cu diagonalele punții. Altele sînt însă în serie sau în paralel cu brațele punții, alterînd ecuațiile de echilibru și introducînd erori.

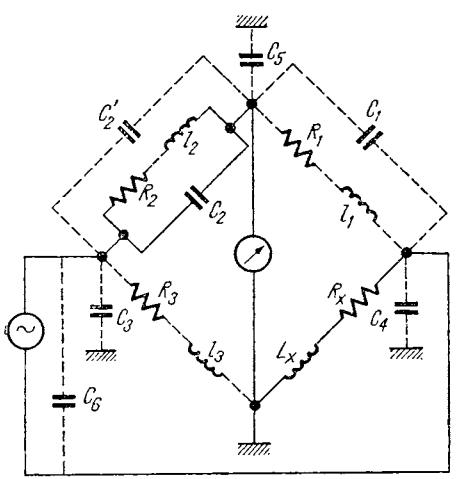


Fig. 13.27. Punte Maxwell-Wien, cu inductanțe și capacități reziduale

Pentru puntea din figura 13.27 ecuația de echilibru pentru inductanță devine

$$L_x = R_1R_3C_2(1 - \omega^2L_xC_4) + \\ + \frac{1}{R_2}(R_3l_1 + R_1l_3 - Rl_2), \quad (13.43)$$

de unde se vede efectul elementelor reziduale (efectul capacităților în paralel pe R_1, R_2, R_3 a fost inclus în l_1, l_2, l_3).

Cuplaje parazite.

În afară de erorile introduse de cuplajele dintre elementele punții, există o influență perturbatoare a cuplajelor acestora cu exteriorul. Cele mai importante cuplaje cu exteriorul sînt cele prin cîmp electric (care se manifestă în special în cazul punților cu impedanțe mari în brațe) și prin cîmp magnetic (în special în cazul punților cu impedanțe mici în brațe). Pentru înlăturarea lor se folosește ecranarea electrostatică (fig. 13.28 *a*), respectiv conexiunea cu circuite bifilare (fig. 13.28 *b*).

Un alt cuplaj supărător se poate produce prin rețeaua de alimentare, dacă și sursa, și indicatorul de nul al punții sînt alimentate de la rețea. Prin

capacitățile transformatoarelor de alimentare (fig. 13.29) apar circuite parazite care creează căi în paralel pe brațele punții, falsificînd măsurarea. Remediul este ecranarea foarte îngrijită a transformatoarelor de rețea. O altă

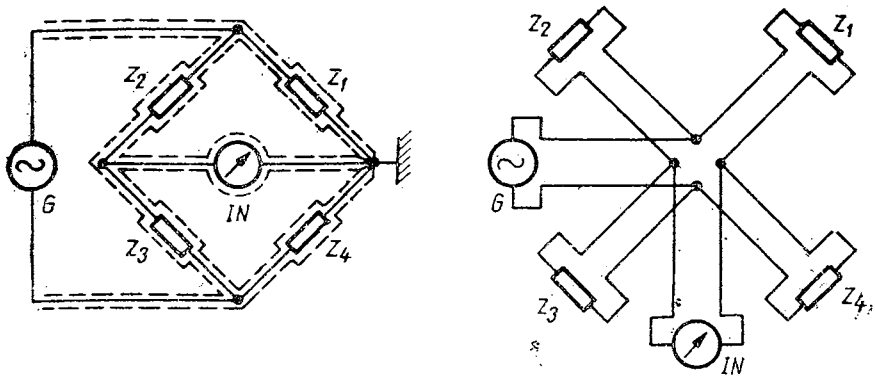


Fig. 13.28. Protecția punților de c.a. împotriva cîmpurilor perturbatoare exterioare: *a* — prin ecranare electrostatică (cîmpuri electrice); *b* — prin conexiuni bifilare (cîmpuri magnetice)

posibilitate este utilizarea de transformatoare de separare ecranate, între indicatorul de nul și punte și/sau între generator și punte.

Ecrane de gardă.

Pentru reducerea efectului cuplajelor capacitive între elementele punții se folosesc ecrane electrostatice. Legarea la masă a tuturor ecranelor nu este

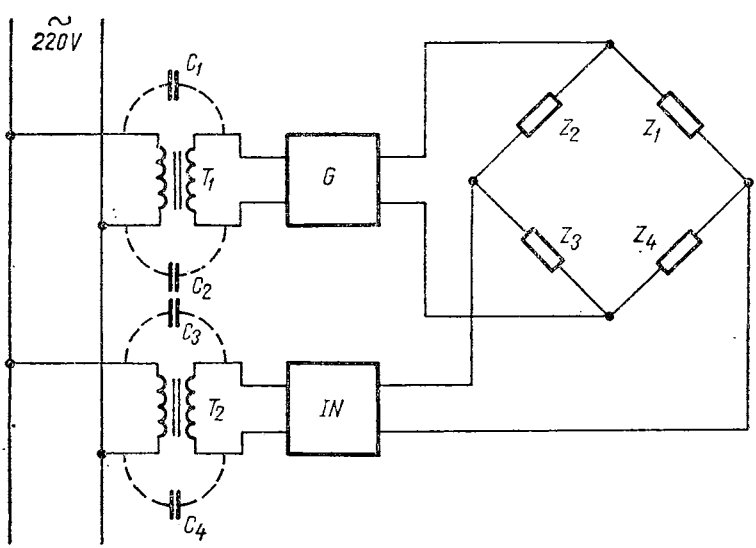


Fig. 13.29. Cuplaje parazite prin transformatoarele de rețea ale generatorului și indicatorului de nul: combinații ale capacităților C_1, C_2, C_3 C_4 dintre înfășurările transformatoarelor de rețea pot apare în paralel pe brațele punții, falsificînd măsurarea

în general soluția cea mai bună, deoarece mărește capacitățile față de masă. Se folosesc deseori ecrane intermediare, legate la diferite puncte ale punții, care interceptează curenții capacitivi și îi conduc pe căi care ocolesc elementele critice ale punții (impedanțele mari). Aceste ecrane se mai numesc *ecrane de gardă* (sau electrozi de gardă, electrozi de protecție). În fig. 13.30 este dat un exemplu tipic de punte dublu ecranată, cu ecran de gardă (cel interior) și ecran electrostatic (cel exterior).

Rezultate mai bune se obțin dacă ecranul de gardă este menținut la potențialul diagonalei indicatorului de nul (fără să fie conectat la aceasta); în acest caz se elimină curenții capacitivi de la nodurile A și C, iar curenții capacitivi de la nodurile B și D nu influențează puntea (fig. 13.31). Menținerea ecranului de gardă la potențialul diagonalei AC se poate face cu ajutorul ramurii auxiliare Wagner, care necesită o echilibrare suplimentară (fig. 13.31 a), cu ajutorul unui regulator de potențial, permițînd aplicarea unei tensiuni reglabile în modul și în fază (fig. 13.31 *b*) sau cu ajutorul unui element activ (amplificator), care menține automat o diferență de potențial foarte mică între diagonala AC și ecranul de gardă (fig. 13.31 *c*).

Măsurare prin substituție.

Cea mai mare parte din erorile datorite elementelor reziduale și cuplajelor parazite pot fi eliminate dacă se aplică metoda substituției, măsurînd impedanța necunoscută prin comparație cu o impedanță etalon cunoscută. Metoda se aplică în special la măsurări de capacități mici. De regulă se folosește o „semi-substituție", cu ajutorul unui condensator etalon variabil cu pierderi neglijabile, cu care se echilibrează puntea în modul; echilibrarea în fază (pentru tg δ) se face cu elementele interne ale punții [27].

Efecte de mascare a echilibrului punții.

Practic la punțile de c.a. nu se poate obține tensiune sau curent riguros nul în indicator, ci doar o valoare minimă. Dacă acest minim nu este suficient de pronunțat, măsurarea poate fi eronată, chiar dacă sensibilitatea indicatorului de nul este ridicată. Cauzele principale ale acestui efect sînt: armonici ale tensiunii de alimentare (la punțile al căror echilibru depinde de frecvență), semnale perturbatoare (de exemplu, de 50 Hz, de la rețea), zgomotul propriu al indicatorului de nul. Semnale perturbatoare de 50 Hz pot fi captate chiar de obiectul de măsurat, prin cîmpul electric sau cîmpul magnetic de 50 Hz din vecinătatea lui. De aceea, de cîte ori este posibil, se evită măsurările cu puntea de c.a. la 50 Hz și chiar la armonicile impare ale acestei frecvențe (150 Hz, 250 Hz etc.).

Cel mai obișnuit mijloc de eliminare a acestor influențe este utilizarea indicatoarelor de nul selective (toate punțile de c.a. moderne, de precizie 0,5% sau mai bună, folosesc asemenea indicatoare).

O soluție mai radicală este utilizarea de indicatoare de nul comandate în fază. Acestea prezintă o rejecție puternică a oricăror semnale de altă frecvență decît cea a sursei de alimentare a punții (a se vedea și pct. 13.6.5.).

În general, dacă frecvența de măsurare cu puntea nu trebuie aleasă din alte considerente, o frecvență de ordinul 1 kHz reprezintă cel mai bun

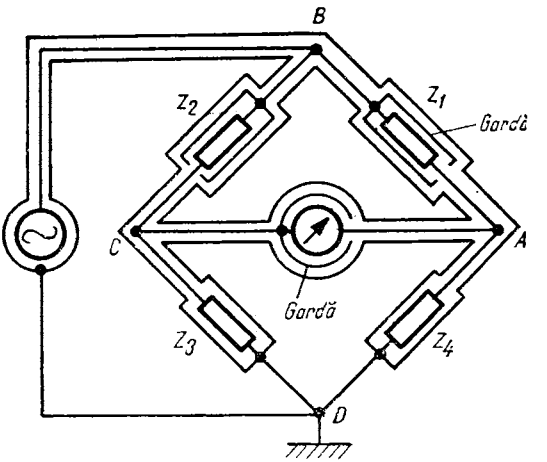
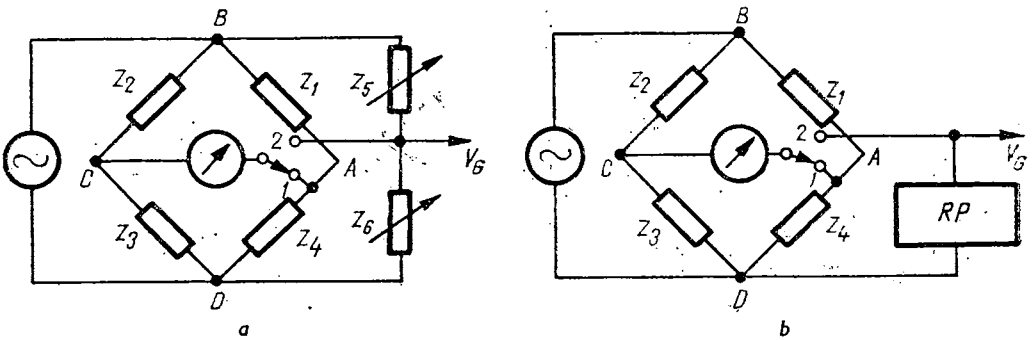


Fig. 13.30. Punte dublu ecranată:
E — ecran electrostatic; *G* — ecran-gardă, legat la punctul *B* al punții

compromis între perturbații reduse (la frecvențe mai joase crește zgomotul propriu al dispozitivelor electronice, perturbațiile datorite rețelei electrice etc.) și influența redusă a elementelor reziduale ale punții (la frecvențe mai înalte erorile datorite inductanțelor și capacităților parazite cresc).



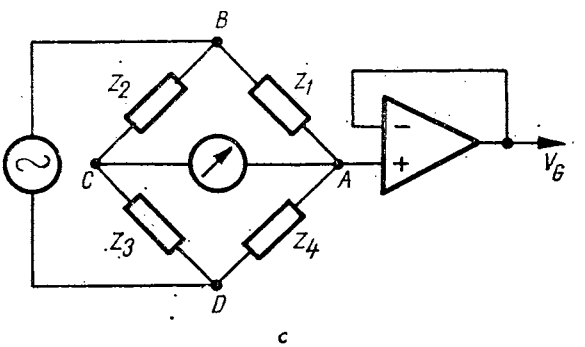


Fig. 13.31. Punți cu potențial de gardă reglabil:
a — prin ramură auxiliară Wagner (ramura Z_5, Z_6, echilibrabilă cu indicatorul de nul pe poziția 2); *b* — cu ajutorul unui regulator de potențial (dispozitivul *RP*, reglabil cu indicatorul de nul pe poziția 2); *c* — cu ajutorul unui amplificator cu amplificarea +1 (repetor); V_G — tensiunea aplicată ecranului de gardă

13.6.4. PUNȚI CU TRANSFORMATOR

Generalități.

Punțile cu transformator, numite și punți cu brațe cuplate inductiv, formează o clasă aparte de punți de c.a., din categoria punților de raport, cu raport real ($\varphi_1 - \varphi_2 = 0$). Două din brațele acestor punți sînt constituite din bobine cuplate strîns între ele. De obicei, se folosesc în acest scop două înfășurări bobinate apropiat una de alta, pe un miez feromagnetic comun, de formă toroidală, din material de mare permeabilitate. Coeficientul de cuplaj dintre cele două înfășurări este, în acest caz, foarte apropiat de unitate și tensiunile la bornele lor sînt aproape riguros proporționale cu numărul lor de spire. Condiția de echilibru, pentru majoritatea punților de acest tip — de exemplu, pentru cea din figura 13.32 — se obține din anularea curentului prin indicator

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{de unde} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1}{N_2}. \tag{13.44}$$

Principalele particularități ale punții cu transformator sînt:

● raportul impedanțelor care se compară, Z_1 și Z_2, este egal cu raportul dintre două numere de spire, cunoscut cu precizie și stabil în timp;

● deoarece raportul N_1/N_2 poate fi variat în limite largi, de exemplu de la 1 000 /1 la 1/1 000, puntea permite măsurarea impedanței într-un interval foarte larg de valori, folosind o singură impedanță etalon, de valoare fixă;

● echilibrul punții poate fi realizat într-o bandă largă de frecvențe, deoarece raportul N_1/N_2 este independent de frecvență. Practic, limita inferioară de frecvență este dictată de scăderea sensibilității, iar limita superioară de creșterea erorilor datorite reactanțelor parazite;

● puntea permite compararea impedanțelor numai dacă acestea au unghiuri de fază egale (sub forma simplă din figura 13.32);

● influența capacităților parazite în paralel pe brațele punții este foarte mică, de cele mai multe ori complet neglijabilă. Aceasta se poate explica pe baza unei scheme echivalente a punții ca cea din figura 13.33, în care brațele punții au fost înlocuite cu generatoare echivalente. Impedanțele interne ale generatoarelor echivalente, formate din rezistențele înfășurărilor și din reactanțele de dispersie, au valori foarte mici — de regulă, de cel mult cîțiva ohmi — și astfel capacitățile parazite în paralel, avînd reactanțe de ordinul sutelor de mii de ohmi sau mai mult, nu introduc erori semnificative. Această proprietate permite măsurarea de impedanțe în prezența unor capacități mari față de masă, dacă se leagă la masă punctul N al punții.

Puntea este de asemenea insensibilă la prezența unor capacități (sau a altor impedanțe) între punctele M-N (în paralel pe indicatorul de nul). De aceea, puntea cu transformator este ideală pentru măsurarea în conexiune tripolară.

Variante ale punților cu transformator.

În figura 13.34 sînt reprezentate principalele variante ale punților cu transformator.

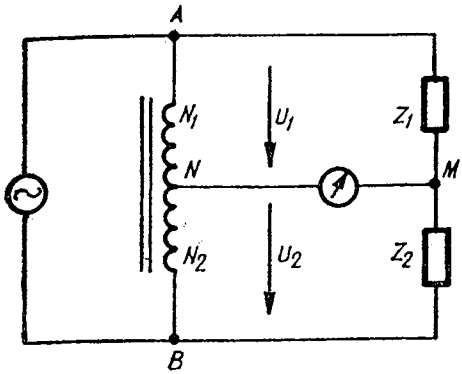


Fig. 13.32. Punte cu transformator

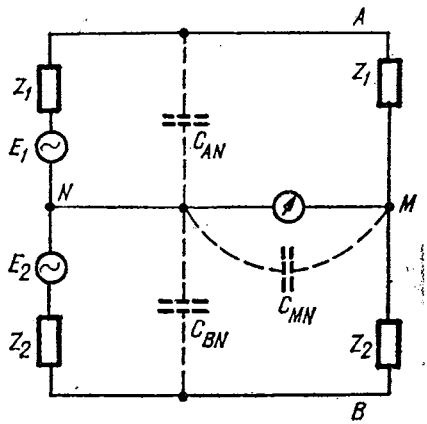


Fig. 13.33. Capacități parazite în puntea cu transformator

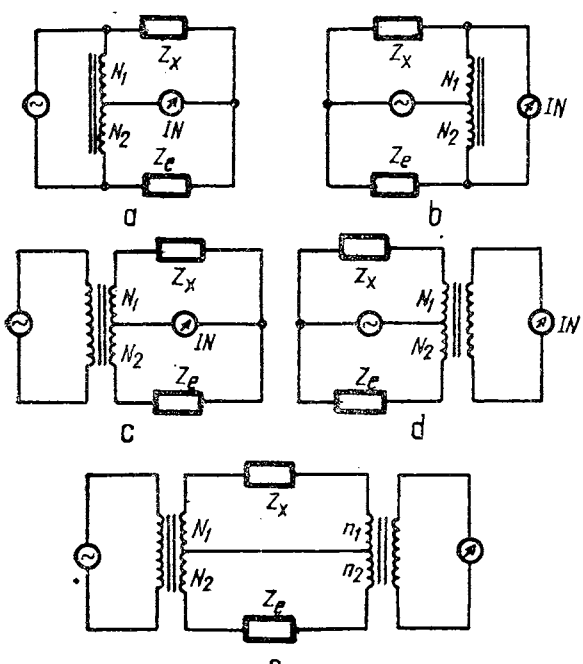


Fig. 13.34. Variante ale punții cu transformator:

a — cu autotransformator de tensiune; *b* — cu autotransformator de curent; *c* — cu transformator de tensiune; *d* — cu transformator de curent; *e* — cu două transformatoare, unul de tensiune și unul de curent

Puntea din figura 13.34 *a* este varianta de bază (identică cu cea din fig. 13.32). Puntea din figura 13.34 *b* se obține din cea precedentă prin intervertirea generatorului cu indicatorul de nul. Prin aceasta condiția de echilibru nu se modifică, dar sensibilitatea este diferită, iar autotransformatoarele din cele două scheme lucrează în cu totul alte condiții. O altă deosebire constă în aceea că impedanțele Z_x și Z_e sînt alimentate cu tensiuni diferite în cazul schemei din figura 13.34 *a*, respectiv cu tensiuni egale în cazul schemei din figura 13.34 *b*. În general, prima schemă se preferă la măsurarea impedanțelor mari, iar a doua la măsurarea impedanțelor mici.

Puntea din figura 13.34 *c* diferă de cele precedente prin modul de alimentare, generatorul fiind legat la o înfășurare separată a transformatorului punții. Această schemă are avantajul că atît generatorul, cît și indicatorul de nul pot avea cîte o bornă legată la masă.

În figura 13.34 *d* este reprezentată o punte care derivă din cea precedentă prin intervertirea generatorului cu indicatorul de nul.

Prin combinarea unui transformator de tensiune cu un transformator de curent se obține puntea din figura 13.34 *e*. În cazul acestei punți condiția de echilibru depinde de raportul numerelor de spire ale ambelor transformatoare

$$\frac{Z_x}{Z_e} = \frac{N_1}{N_2}\,\frac{n_1}{n_2}\,. \tag{13.45}$$

Această punte permite efectuarea de măsurări în limite și mai largi decît celelalte tipuri, cu un singur transformator.

Echilibrarea punților cu transformator.

Pentru echilibrarea punților cu transformator se folosesc diferite procedee, în funcție și de natura impedanței de măsurat. Întrucît majoritatea punților cu transformator se folosesc pentru măsurarea capacității, cele ce urmează se referă la acest caz.

La compararea a două capacitoare fără pierderi, condiția de echilibru este

$$C_x = \frac{N_2}{N_1}\,C_e. \tag{13.46}$$

În principiu, echilibrarea punții se poate face deci variind fie capacitatea C_e, fie raportul numerelor de spire.

Variația în trepte a capacității etalon se folosește rar în punțile cu transformator. În schimb, variația continuă a acestei capacități se întîlnește frecvent, în special ca un mijloc de echilibrare fină, de multe ori cu ajutorul unui capacitor diferențial, ca în figura 13.35 *a*, care permite o ajustare în ambele sensuri a echilibrului.

Varierea numărului de spire se folosește în special ca mijloc de echilibrare brută a punții (fig. 13.35 *b*).

Deosebit de utilă este posibilitatea echilibrării „în decade" a punții, pentru a se obține o indicație numerică a rezultatului. Un procedeu constă în a prevedea transformatorul punții cu 10 (sau 11) prize, astfel încît raportul N_2/N_1 să poată lua valorile 1, 2, 3, ... 10 (sau 11). Pe lîngă capacitorul etalon de capacitate C_e, se mai folosesc alte capacitoare, avînd capacități de 0,1 C_e,

0,01 C_e etc.; fiecare din acestea poate fi conectat la una din prizele transformatorului punții, cu ajutorul unor comutatoare. Condiția de echilibru devine

$$C_x = (a_1 + 0{,}1a_2 + 0{,}01a_3 + \ldots)\, C_e \qquad (13.47)$$

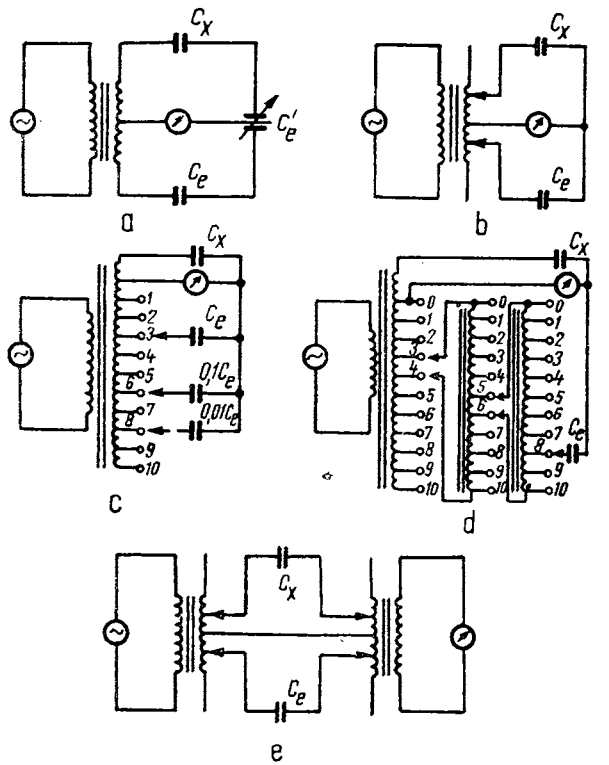


Fig. 13.35. Posibilități de echilibrare a punții cu transformator: *a* — cu capacitor variabil; *b* — prin varierea numerelor de spire; *c* — cu mai multe capacitoare etalon în decade și transformator cu 10 prize; *d* — cu divizor inductiv de tensiune în decade; *e* — cu prize pe două transformatoare

unde a_1, a_2, a_3 ... sînt numere întregi de la 0 la 10, indicînd poziția fiecărui comutator (fig. 13.35 *c*). Valoarea C_x se citește direct pe indicatoarele comutatoarelor.

Alt procedeu se bazează pe introducerea în schema punții a unui divizor inductiv de tensiune în decade (fig. 13.35 *d*), care divide tensiunea pe brațul etalon al punții într-un raport cunoscut, variabil în oricîte decade (în exemplul din fig. 13.35 *d*, în trei decade).

În cazul punților cu două transformatoare (fig. 13.35 *e*) există posibilități mai largi de echilibrare, utilizînd prize pe toate cele patru înfășurări care intervin.

La compararea capacitoarelor cu pierderi este necesar să se aplice la bornele indicatorului de nul și un curent în fază cu tensiunea de alimentare. Cel mai simplu procedeu este utilizarea unui rezistor variabil în paralel cu C_e (fig. 13.36 *a*); dezavantajul acestei soluții este că necesită de cele mai multe ori rezistoare de valori foarte mari, nerealizabile practic. Pentru eliminarea aces-

tui dezavantaj, rezistorul paralel poate fi alimentat cu o tensiune mai scăzută decît C_e (fig. 23.36 *b*), sau se intercalează un divizor inductiv suplimentar (fig. 23.36 *c*). Pentru compensarea unor diferențe mici de tg δ poate servi circuitul din figura 23.36 *d*, în care reactanțele capacitoarelor C_1 și C_2 sînt

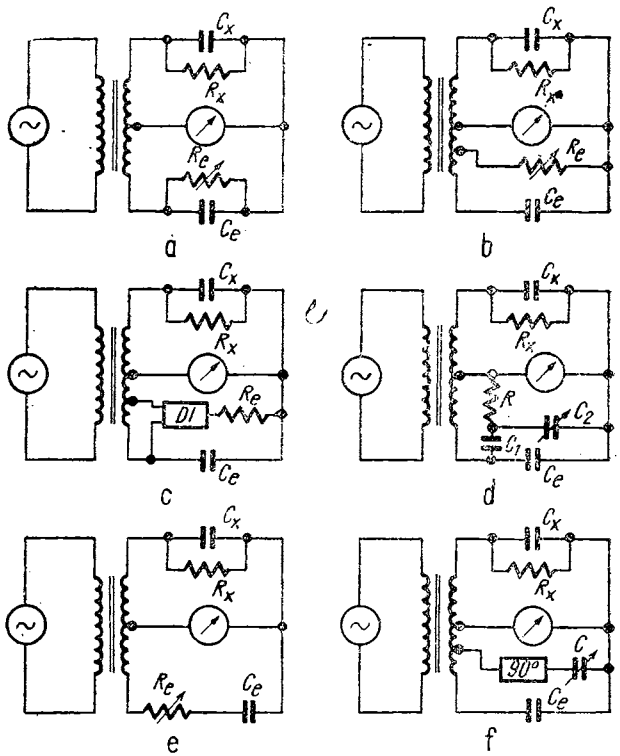


Fig. 13.36. Posibilități de măsurare a tg δ cu puntea cu transformator:

a — cu rezistor în paralel pe C_e; *b* — cu rezistor paralel legat la o priză a transformatorului; *c* — cu rezistor paralel, prin intermediul unui divizor inductiv de tensiune; *d* — cu circuit în T; *e* — cu rezistor în serie cu C_e; *f* — cu defazor electronic

mari în comparație cu R. Un alt procedeu, folosit frecvent mai ales pentru măsurarea de valori mai mari ale tg δ, este introducerea unui rezistor în serie cu C_e (fig. 13.36 *e*). În sfîrșit, pentru a se putea folosi numai capacitoare variabile, pentru ambele echilibrări ale punții, se poate utiliza un defazor electronic de 90°, ca în figura 13.36 *f*.

Erorile punților cu transformator.

Sînt datorite în special rezistenței înfășurărilor, inductanțelor de dispersie și capacităților parazite. Eroarea totală a unei punți de capacitate

de tipul cel mai răspîndit, cu înfășurare de alimentare separată (fig. 13.34 *c*) se compune din [37]:

- eroarea datorită neuniformității magnetizării miezului

$$\varepsilon_1 = \frac{\lambda_{02} - \lambda_{01}}{L_0} \tag{13.48}$$

- eroarea datorită șuntării capacitive (eroarea în gol)

$$\varepsilon_2 = \omega^2(\lambda_{12}C_1 - \lambda_{21}C_2) + \omega^2(\lambda_{01} - \lambda_{02})\frac{N_2^2C_2 + N_1^2C_1}{N_0^2} + j\omega(r_2C_2 - r_1C_1) \tag{13.49}$$

- eroarea datorită impedanței serie a înfășurărilor (eroarea în sarcină)

$$\varepsilon_3 = \frac{r_2 - (N_2/N_1)r_1}{Z_2} + \frac{j\omega}{Z_2}\left[\lambda_{21} - \frac{N_2}{N_1}\lambda_{12} + \frac{N_2(N_1 + N_2)}{N_0^2}(\lambda_2 - \lambda_1)\right], \tag{13.50}$$

unde:

λ_{01}, λ_{02} sînt inductanțele de dispersie ale înfășurării de alimentare față de înfășurările de raport;

λ_{12}, λ_{21} — inductanțele de dispersie dintre înfășurările de raport;

C_1, C_2 — capacitățile parazite în paralel pe înfășurările de raport;

r_1, r_2 — rezistențele înfășurărilor de raport;

L_0 — inductanța înfășurării de alimentare.

Practic, toate aceste erori cresc cu frecvența, fie direct, fie din cauza scăderii permeabilității miezului magnetic. La măsurarea impedanțelor mari predomină eroarea ε_2, pe cînd la măsurarea impedanțelor mici devine predominant ε_3.

Pentru a avea erori mici este necesar ca:

- miezul magnetic să aibă o reluctanță mică;
- înfășurările de raport să aibă spire puține și diametru mare al conductorului;
- înfășurarea de alimentare să fie plasată simetric față de înfășurările de raport;
- inductanțele de dispersie și rezistențele înfășurărilor de raport să fie riguros proporționale cu numerele de spire;
- capacitățile parazite C_1 și C_2 să fie mici și proporționale cu numerele de spire ale înfășurărilor respective.

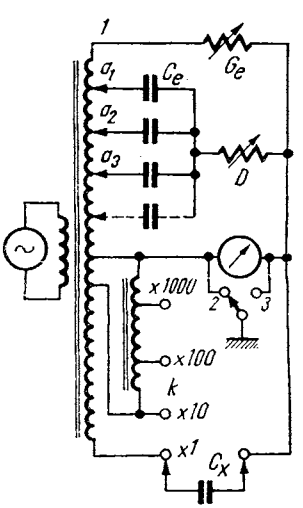
La puntea cu alimentare directă (fig. 34 *a*) erorile au cu totul altă structură: pentru acestea $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = 0$, în schimb componenta ε_2 este în general mai mare, fiind afectată și de curentul de magnetizare, care circulă în acest caz prin înfășurările de raport. Deoarece în această variantă a punții eroarea în sarcină ε_3 este nulă, ea este folosită în special la măsurarea impedanțelor relativ mici.

Ca ordin de mărime, în cazul unui miez magnetic de mare permeabilitate (din aliaj fier-nichel) de dimensiuni uzuale, la frecvența de 1 kHz, se obține $\varepsilon_1 = 10^{-6} \dots 10^{-7}$, $\varepsilon_2 = 10^{-4} \dots 10^{-6}$ (valorile mai mari corespund unor rapoarte N_1/N_2 mult diferite de 1), iar ε_3 depinde de impedanțele Z_1, Z_2 comparate, rămînînd sub 10^{-5} pentru $C_x < 0{,}1$ μF.

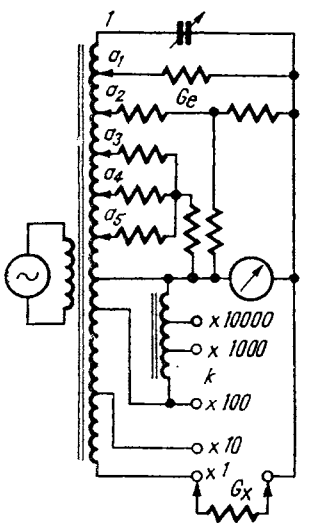
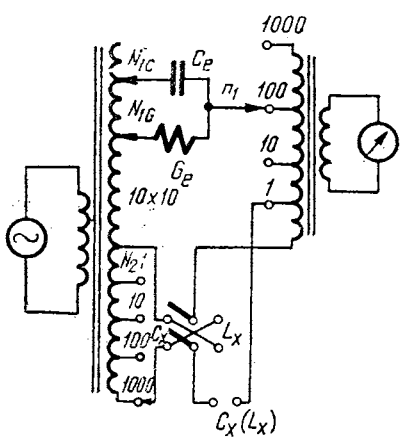
Tipuri particulare de punți cu transformator. Punțile cu transformator se folosesc mult în tehnica electronică, pentru măsurări asupra componentelor, elementelor de circuit și circuitelor, avînd avantajul unei sensibilități ridicate și posibilității măsurării de impedanțe mari (în special capacități mici, pînă la 0,0001 pF). Tipurile cele mai răspîndite sînt punțile de raport, utilizate cel mai des pentru măsurarea capacității și uneori a conductanței. Prin diverse artificii, se obțin și variante analoge punților de produs. S-au realizat de asemenea scheme similare punții Thomson, pentru măsurarea de impedanțe mici, în conexiune cuadripolară. Practic nu există funcțiuni ale punților cu patru brațe care să nu poată fi realizate, într-un fel sau altul, pe principiul punții cu transformator.

În tabelul 13.4 sînt date exemple care ilustrează aceste posibilități, alese dintre cele mai reprezentative.

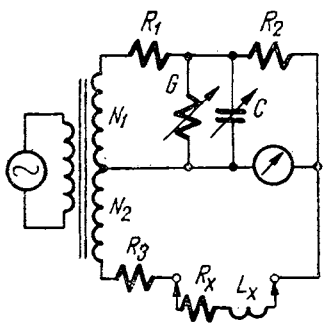
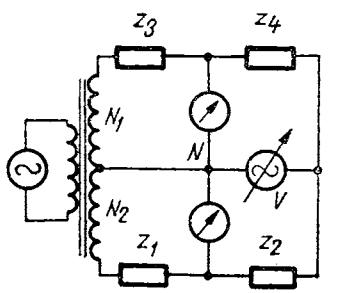
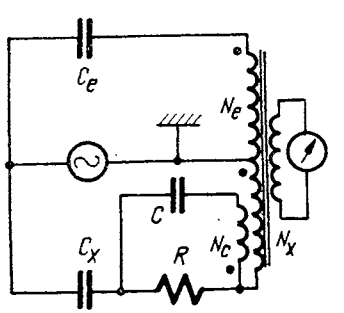
Tabelul 13.4

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte de capacitate [38]	$C_x = k(a_1 + 0{,}1a_2 + 0{,}01a_3 + \dots)C_e$ $k = 1; 10; 100; 1000$ $a_1 = 1, 2, 3 \dots 10$ $a_2 = 1, 2, 3 \dots 10$	Punte de capacitate de mare precizie, permițînd citirea C_x cu șase cifre și tg δ_x (sau G_x) cu patru cifre. Eroarea de bază este 0,01%.. Măsoară între 0,0001 pF și 1 μF (cu etalon exterior 10 μF) în conexiune dipolară sau tripolară, la frecvențe între 100 Hz și 100 kHz. Echilibrarea pentru C_x se face folosind etaloane C_e în valori decadice, conectate pe fracțiuni a_1, a_2, a_3... ale unei înfășurări cu 10 secțiuni egale. Echilibrarea pentru tg δ_x se face cu un rezistor în decade, iar pentru G_x cu un grup de rezistoare în T.

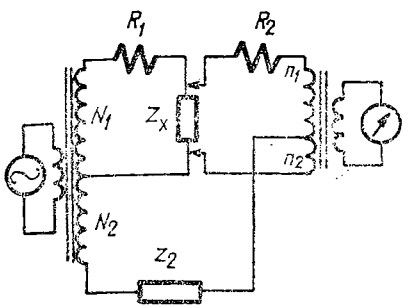
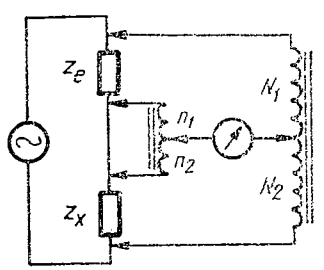
Tabelul 13.4. (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte de conductanță [39]	$G_x = k(a_1 + 0{,}1\,a_2 + + 0{,}01\,a_3 + \ldots)G_e$ $k = 1;\ 10;\ 100;$ $1000;\ 10000.$ $a_1 = 1, 2, 3 \ldots 10$ $a_2 = 1, 2, 3 \ldots 10$	Punte de conductanță de precizie, permițînd citirea G_x cu cinci cifre, între 10^{-12} și 10^{-1} S, la frecvențe pînă la 10 kHz. Eroarea de bază este 0,1%. Conductanțele etalon pentru decadele 2—5 sînt realizate cu circuite în T, astfel încît nici o rezistență din schemă ce depășește 100 kΩ
 Punte universală LCG [40]	$C_x = \frac{N_{1C}}{N_2}\frac{n_1}{n_2}C_e$ $G_x = \frac{N_{1G}}{N_2}\frac{n_1}{n_2}G_e$ $L_x = \frac{1}{\omega^2}\frac{N_2}{N_{1C}}\cdot$ $\cdot\frac{n_2}{n_1}\frac{1}{C_e}$	Punte de mare precizie pentru măsurarea parametrilor C, G, L, cu două transformatoare, unul de tensiune și unul de curent (pe schemă sînt indicate numerele de spire). Este o punte paralel, care măsoară $Y = G + jB$ la frecvența $f = 10^4/2\pi$ Hz, pentru a ușura determinarea inductanței. Cu un singur condensator etalon și o singură conductanță etalon (ambele de valori fixe), se acoperă un interval foarte larg de măsurare.

Tabelul 13.4 (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Proprietăți și utilizări
 Punte de inductanță [4]	$L_x = R_1R_2C$ $R_x = R_1R_2G$ dacă $R_3 = R_1 + R_2$ și $N_1 = N_2$	Similară punții Maxwell-Wien în ce privește ecuațiile de echilibru. Este o punte serie, folosind un transformator cu brațe egale (pentru a ușura compensarea rezistenței serie a brațelor de transformator). Dezavantajul principal este prezența rezistențe serie R_3, care poate introduce erori la măsurarea inductanțelor mari.
 Punte cu dublă echilibrare [41]	$\frac{Z_1}{Z_2} = -\frac{N_2}{N_1}\frac{Z_3}{Z_4}$	Punte de tip special, cu largi posibilități de măsurare a parametrilor R, G, L. Echilibrul se obține cînd în ambele indicatoare de nul curentul se anulează. Tensiunea auxiliară V, variabilă în modul și fază, nu intervine în ecuațiile de echilibru (poate fi obținută și automat, cu ajutorul unui amplificator). Măsurarea se poate face în conexiune tripolară, cu eliminarea completă a admitanțelor față de punctul neutru N.
 Punte de înaltă tensiune [42]	$C_x = \frac{N_e}{N_x} C_e$ $\operatorname{tg} \delta_x = \frac{N_c}{N_x} \omega RC$	Analogă punții Schering de înaltă tensiune, pentru măsurări de capacitate și unghi de pierderi. Se echilibrează prin varierea numerelor de spire N_e și N_c și permite citirea directă numerică a C_x și tg δ_x la frecvența de 50 Hz. Este practic neinfluențată de capacități parazite față de masă. Eroarea de bază este 0,01% pentru C_x și 1% pentru tg δ_x

Tabelul 13.3.4. (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Particularități și utilizări
 Punte pentru măsurarea impedanțelor mici [43]	$Z_x = \frac{N_2}{N_1}\frac{n_2}{n_1}\frac{R_1R_2}{Z_e}$	Permite măsurarea, în conexiune cuadripolară, cu condiția $R_1 \gg Z_x$ și $R_2 \gg Z_x$. Datorită „inversiunii", este avantajoasă pentru măsurarea impendanțelor inductive. Posibilitățile punții sînt limitate practic de pierderea de sensibilitate datorită rezistențelor R_1 și R_2.
 Punte dublă cu transformator [44]	$Z_x = \frac{N_2}{N_1} Z_e$ dacă $\frac{n_2}{n_1} = \frac{N_2}{N_1}$	Analogă punții Thomson de c.c. Permite măsurarea cu sensibilitate maximă a impedanțelor mici (prin Z_x și Z_e poate trece un curent intens). Pentru echilibrare necesită reglarea concomitentă a rapoartelor N_2/N_1 și n_2/n_1.

13.6.5. ACCESORII PENTRU PUNȚILE DE C.A.

Indicatoare de nul.

În toate punțile de măsurare indicatorul de nul determină în mare măsură sensibilitatea măsurării, și într-o măsură oarecare ușurința, comoditatea și rapiditatea operațiilor de măsurare, robustețea, fiabilitatea și costul punții complete. Există o varietate mare de indicatoare de nul folosite la punțile de c.a., începînd de la căștile telefonice simple, pînă la amplificatoare speciale comandate în fază.

Principalul parametru al indicatoarelor de nul este factorul de zgomot, egal cu raportul dintre puterea de zgomot propriu la intrarea indicatorului și puterea de zgomot de agitație termică în rezistența echivalentă a sursei, în ipoteza adaptării optime a impedanțelor

$$F = \frac{P_{zg}}{kT\Delta f} \tag{13.51}$$

unde, la temperatura camerei, $kT \approx 4.10^{-21}$Ws, iar Δf este banda de frecvență. Factorul de zgomot F arată de cîte ori este inferior un indicator de nul real, față de indicatorul de nul ideal, lipsit de zgomot propriu.

Pentru un indicator de nul ideal, considerînd că durata măsurării $\Delta t \approx 0{,}5\,\Delta f$ este de 1 s, și că raportul semnal/zgomot minim necesar decelării semnalului util este 1, pragul de sensibilitate în putere este de ordinul 10^{-20}W, independent de rezistența de intrare (aceasta înseamnă, de exemplu, 1 nV la o rezistență de 100 Ω). Această performanță se poate îmbunătăți cu încă două ordine de mărime, dacă se lucrează la temperatura heliului lichid.

În figura 13.37 sînt arătate valori orientative ale factorului de zgomot, pentru cîteva tipuri mai importante de indicatoare de nul (pentru comparație, sînt incluse și indicatoare de nul de c.c.). Se observă că dispozitivele clasice — galvanometre, căști — au un factor de zgomot relativ mare, pe cînd indicatoarele de nul electronice au în general $F < 10$ dB, unele din ele apropiindu-se de limita teoretică $F = 0$ dB.

Alte performanțe ale indicatoarelor de nul de c.a. sînt: selectivitatea în frecvență (utilă pentru eliminarea unor semnale perturbatoare, ca cele de

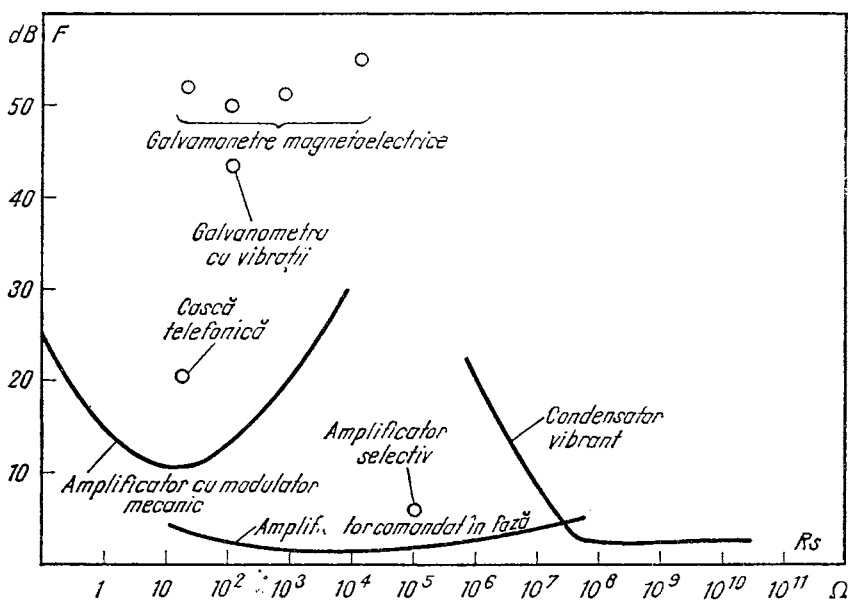


Fig. 13.37. Factorul de zgomot al unor tipuri de indicatoare de nul, în funcție de rezistența sursei (R_s)

50 Hz, armonici, zgomot etc.), gama dinamică fără reglarea sensibilității (pentru a cuprinde un interval larg de valori ale semnalului de intrare, de exemplu folosind o caracteristică logaritmică), supraîncărcabilitatea (posibilitatea de a suporta semnale mari la intrare, fără deteriorare și cu revenire rapidă), rezistența de intrare.

Casca telefonică, foarte răspîndită în trecut, are un prag de sensibilitate de 10^{-13} ... 10^{-15} W în jurul frecvenței de 700 ... 1200 Hz și rezistența între 100 și 2000 Ω. Principalele ei dezavantaje sînt selectivitatea slabă, incomoditatea în utilizare și dificultatea unei ecranări eficiente.

Galvanometrul cu vibrații, utilizat aproape cu exclusivitate în trecut la punțile de 50 Hz, are un prag de sensibilitate de 10^{-15} ... 10^{-16} W și o bună

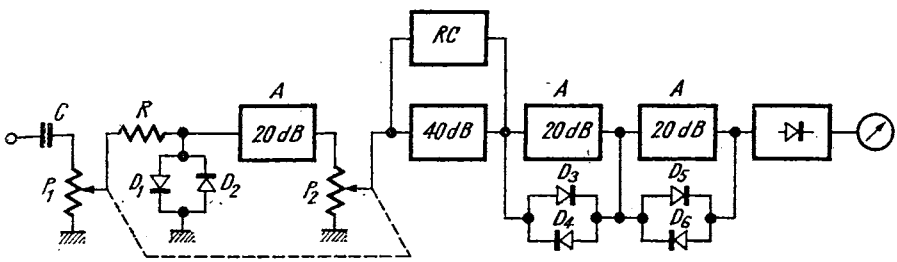


Fig. 13.38. Schema bloc a unui indicator de nul selectiv:

P_1, P_2 — potențiometre pentru reglarea sensibilității; R, D_1, D_2 — grup de protecție împotriva supraîncărcării; A — amplificator; RC — rețea selectivă rezistență-capacitate; D_3 — D_6 — diode pentru realizarea cu aproximație a unei caracteristici logaritmice;

selectivitate. Este însă foarte incomod, se dereglează ușor și nu poate fi utilizat la frecvențe peste 100 Hz.

Indicatoarele de nul cu amplificator electronic folosesc amplificatoare cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, de obicei cu circuite selective *RC* și cu detector la ieșire. Pot fi acordate într-o gamă largă de frecvențe, au o selectivitate între 20 și 50 dB/octavă și un prag de sensibilitate între 10^{-12} ... 10^{-19} W. Rezistența de intrare, la indicatoarele cu tuburi electronice este între 0,1 ... ... 10 MΩ, iar la cele cu tranzistoare între 1...100 kΩ. Sînt în general comode în exploatare, cu reglaje simple și suportă supraîncărcări mari (uneori supratensiuni de 10^6 ... 10^8 ori limita de măsurare).

Schema bloc a unui indicator de nul de c.a. este dată în figura 13.38. Cu ajutorul reacției negative prin diode cu prag, se obține o caracteristică aproximativ logaritmică, avantajoasă în cursul procesului de echilibrare a punților.

Uneori, cu toată selectivitatea ridicată, amplificatorul poate fi saturat de un semnal perturbator puternic, de obicei de frecvența rețelei. De aceea, unele indicatoare de nul au și filtre de rejecție pentru 50 Hz.

Pentru frecvența de 50 Hz se fabrică și indicatoare de nul cu caracteristică de filtre trece-jos (întrucît sub 50 Hz semnalele perturbatoare sînt relativ reduse). În figura 13.39 este dat un exemplu de asemenea indicator.

Indicatorul de nul osciloscopic realizează un sistem sensibil la fază, prin comanda deflexiei pe orizontală cu ajutorul unei tensiuni de referință, de obi-

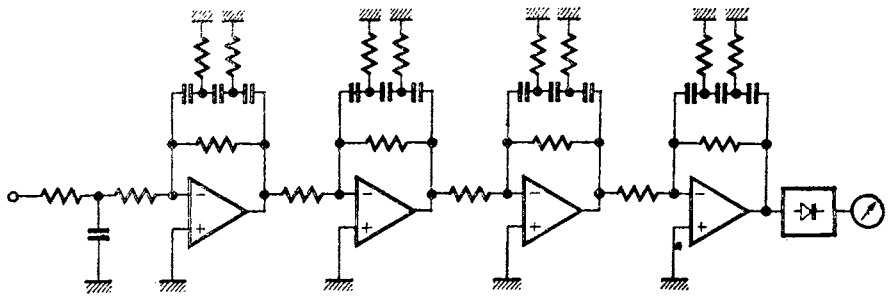


Fig. 13.39. Schema simplificată a unui indicator de nul cu caracteristică de filtru trece-jos, pentru 50 Hz, realizat cu amplificatoare integrate și celule rezistență-capacitate

cei tensiunea de alimentare a punții (fig. 13.40). Figura de pe ecranul osciloscopului este în general o elipsă, a cărei înclinare depinde de dezechilibrul în fază al punții și a cărei suprafață depinde de dezechilibrul în cuadratură al punții. La echilibru, figura se reduce la un segment de dreaptă orizontal.

Sistemele sensibile la fază permit echilibrarea mai ușoară și mai rapidă a punților de c.a., chiar și a celor cu convergență slabă.

Indicatoarele de nul cu amplificator comandat în fază folosesc două demodulatoare sincrone, unul comandat cu o tensiune în fază cu tensiunea de alimentare a punții, iar celălalt comandat cu o tensiune în cuadratură cu aceasta (fig. 13.41). Pe cele două instrumente indicatoare apar cele două componente, defazate la 90°, ale tensiunii de dezechilibru a punții, într-o reprezentare „vectorială" (există și asemenea indicatoare de nul prevăzute cu un singur

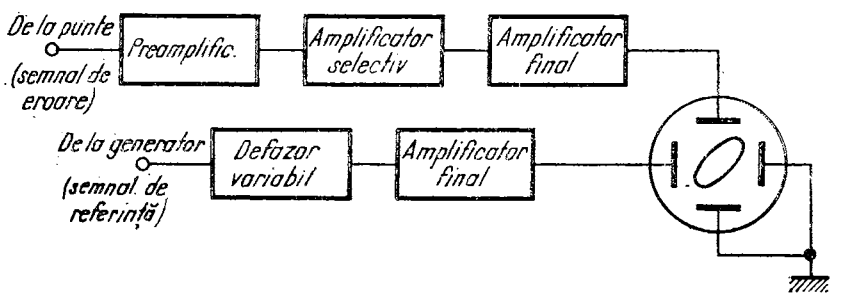


Fig. 13.40. Indicator de nul osciloscopic

instrument, comutabil pe cele două canale; această variantă este însă incomodă în manipulare).

Lărgimea de bandă echivalentă Δf a amplificatorului comandat în fază este dată de constanta de timp a filtrului de ieșire. În acest fel se pot obține valori oricît de mici pentru Δf. Pentru a se preîntîmpina saturarea amplificatorului cu semnale perturbatoare, este recomandabil ca acesta să fie selectiv.

Amplificatorul comandat în fază rejectează puternic semnalele de altă frecvență decît cea de comandă. Factorul de zgomot al acestor indicatoare ajunge aproape de limita teoretică. Sistemul poate fi realizat ca aparat de sine stătător sau înglobat în puntea de măsurare.

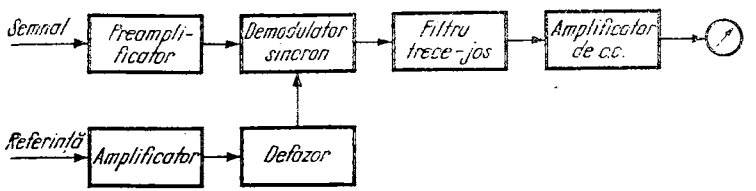


Fig. 13.41. Indicator de nul folosind un amplificator de c.a. comandat în fază

Amplificatoarele parametrice reprezintă sistemele de cea mai mare sensibilitate utilizate în prezent. Bazate pe proprietățile reactanțelor variabile în timp, la temperaturi foarte joase, asigură detectarea unor semnale foarte mici, de exemplu sub 1 pV de la surse de impedanță mică, sau de ordinul 1 nV de la surse de impedanță mare.

Generatoare pentru punți de c. a.

În prezent se folosesc exclusiv generatoare electronice de c.a., sinusoidal. Cele mai obișnuite sînt generatoarele cu oscilator RC, folosind punte Wien sau circuit dublu-T. Frecvența este variabilă continuu, variabilă în trepte sau fixă. Ea trebuie să fie suficient de stabilă, în funcție de selectivitatea indicatorului de nul. Factorul de distorsiune poate fi relativ mare la punțile de precizie redusă, al căror echilibru nu depinde de frecvență; el devine însă critic la punțile dependente de frecvență, ca de exemplu punțile de rezonanță.

Puterea necesară nu depășește de obicei 0,5 W. Stabilitatea tensiunii nu are practic importanță.

Transformatoare de separare.

La punțile de precizie, în special cele care măsoară și impedanțe mari, se introduc transformatoare de separare între indicatorul de nul și punte, precum și între generator și punte. Aceste transformatoare sînt prevăzute cu ecrane de gardă, pentru a preveni trecerea curenților capacitivi care ar falsifica măsurarea.

Transformatoarele de separare îndeplinesc uneori și funcțiunea de adaptare de impedanțe, pentru a asigura sensibilitate maximă (adaptarea indicator-punte) sau transfer de putere optim (adaptarea generator-punte).

13.6.6. PUNȚI PENTRU MĂSURĂRI ÎN CONDIȚII SPECIALE

Măsurări asupra capacitoarelor polarizate.

Capacitoarele electrolitice cu aluminiu, capacitoarele cu tantal și altele trebuie măsurate, în mod normal, cu o tensiune continuă suprapusă (tensiune de polarizare). Valoarea tensiunii de polarizare este prescrisă în diferite nor-

mative și recomandări. Pentru capacitoare cu aluminiu se admite uneori și măsurarea fără tensiune de polarizare, cu condiția cu tensiunea (alternativă) de măsurare să fie suficient de mică; alteori se cere ca tensiunea continuă de polarizare să fie de cel puțin trei ori mai mare decît tensiunea alternativă. Dacă interesează și valoarea tg δ sau curentul de fugă, măsurarea se face la tensiunea continuă nominală. Pentru capacitoarele cu tantal se prescrie de obicei o tensiune de polarizare de 1,5 V și o tensiune alternativă de măsurare cît mai mică, de ordinul milivolților sau zecilor de milivolți.

Punțile pentru măsurarea capacitoarelor polarizate au de obicei o sursă interioară de tensiune continuă variabilă, pentru polarizare, și sînt prevăzute și cu posibilitatea aplicării unei tensiuni de polarizare din exterior. Frecvențele de măsurare sînt 50 și 100 Hz (sau 60 și 120 Hz). Intervalul de măsurare a capacității este de obicei de la 0,1 μF la 1 F, a tg δ de la 0,001 la 1 și a curentului de fugă între 0,1 μA...100 mA. Precizia măsurării capacității este de ordinul 1%. O particularitate a acestor punți este necesitatea măsurării în conexiune cuadripolară, pentru eliminarea efectului conductoarelor de legătură.

Tensiunea de polarizare poate fi aplicată în serie sau în paralel (în serie cu tensiunea alternativă de măsurare, sau în paralel, direct pe C_x). Se preferă alimentarea tip serie, pentru a evita necesitatea unor impedanțe de blocare.

Soluția clasică de punte pentru capacități foarte mari este una din variantele schemelor analoge punții Thomson. O asemenea schemă este reprezentată în figura 13.42. Puntea propriu-zisă derivă dintr-o punte Sauty serie, comple-

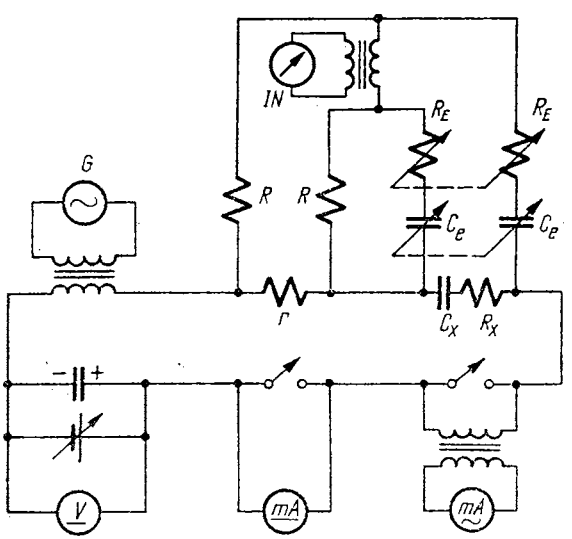


Fig. 13.42. Punte pentru măsurarea capacității condensatoarelor electrolitice, analogă punții Thomson

tată cu încă două brațe pentru a forma o punte dublă. Condițiile de echilibru sînt

$$C_x = \frac{R}{r} C_e \quad \text{și} \quad R_x = \frac{r}{R} R_e \tag{13.52}$$

Prin alegerea adecvată a raportului R/r (unde pentru r se folosește un rezistor cuadripolar) pot fi măsurate capacități foarte mari. Polarizarea este de tip serie; puntea este prevăzută și cu posibilitatea măsurării curentului continuu de fugă și a curentului alternativ de măsurare.

O altă soluție este reprezentată în figura 13.43, bazată în esență tot pe o punte Sauty serie. Pentru eliminarea efectului conexiunilor dintre C_x (a cărui reactanță poate fi de ordinul miliohmilor) și R_2 (un rezistor cuadripolar, de exemplu de 0,01 Ω), se folosește transformatorul T cu raport 1 : 1, care introduce în brațul R_1 o tensiune egală cu căderea de tensiune pe conexiunea $C_x - R_2$. Impedanțele brațelor R_1 și C_e, R_e fiind relativ mari, celelalte conexiuni nu perturbă măsurarea.

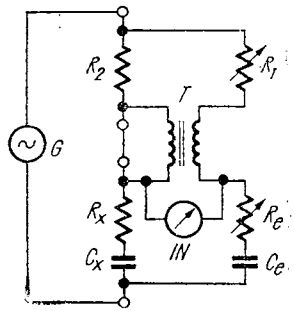


Fig. 13.43. Punte pentru măsurarea capacităților mari

Măsurări asupra inductoarelor premagnetizate.

Măsurarea inductanței inductoarelor cu miez feromagnetic, cu sau fără curent continuu de premagnetizare, prezintă mai multe particularități. Neliniaritatea variației inductanței cu tensiunea alternativă, cu curentul continuu suprapus și cu frecvența (fig. 13.44), pierderile relativ mari și alte efecte legate de prezența miezului fac ca la măsurare să fie necesară specificarea a cel puțin următorilor parametri: tensiunea alternativă, curentul continuu suprapus, frecvența, schema echivalentă (serie sau paralel), starea de magnetizare anterioară a miezului și, uneori, temperatura, lipsa șocurilor mecanice etc. Dacă măsurarea se face la tensiuni relativ mari, la care efectul neliniarității

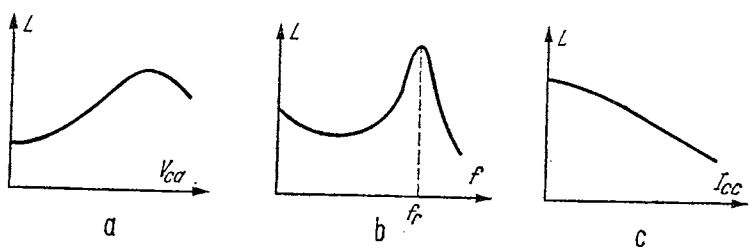


Fig. 13.44. Efecte de variație neliniară a inductanței la inductoare cu miez feromagnetic:

a — cu tensiunea alternativă de măsurare; *b* — cu frecvența; *c* — cu curentul continuu de premagnetizare

este important, rezistența totală în serie cu inductorul trebuie să fie cît mai mică (pentru ca măsurarea să se facă practic la tensiune sinusoidală), iar indicatorul de nul să aibă o selectivitate bună (pentru a rejecta armonicile superioare ale curentului de dezechilibru al punții).

Pentru urmărirea calitativă a efectelor de neliniaritate este util un indicator osciloscopic (vezi secțiunea 13.6.5), pe care apar imagini ca cele tipice din figura 13.45.

Ca punți pentru măsurări asupra inductanțelor premagnetizate se folosesc practic toate tipurile de punți de inductanță cunoscute. Oarecari avan-

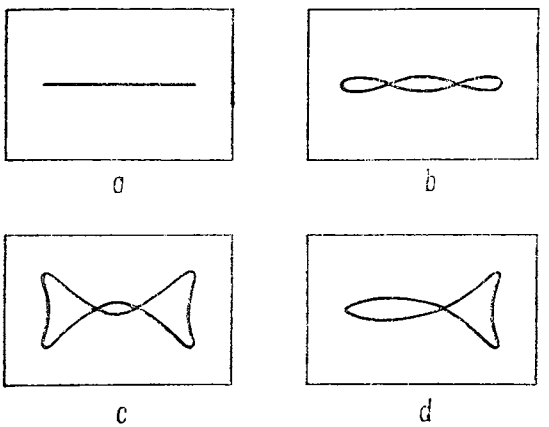


Fig. 13.45. Figuri tipice care apar pe ecranul indicatorului de nul osciloscopic, la echilibrul punții, în cazul măsurării asupra inductoarelor cu miez feromagnetic:

a — tensiune alternativă mică; *b* — tensiune alternativă mare:; *c* — tensiune alternativă foarte mare (peste limita de saturație); *d* — cu curent continuu de premagnetizare

taje prezintă punțile Hay și Owen, deoarece capacitoarele serie blochează curentul continuu în două din cele patru brațe ale punții.

Alimentarea cu curent continuu se poate face în serie sau în paralel. Se preferă alimentarea serie, deși ea necesită un rezistor de putere suficient de mare în serie cu L_x în schema punții,. În figura 13.46 este arătat aranjamentul obișnuit pentru "amestecul" curentului continuu de premagnetizare cu curentul alternativ de alimentare a punții.

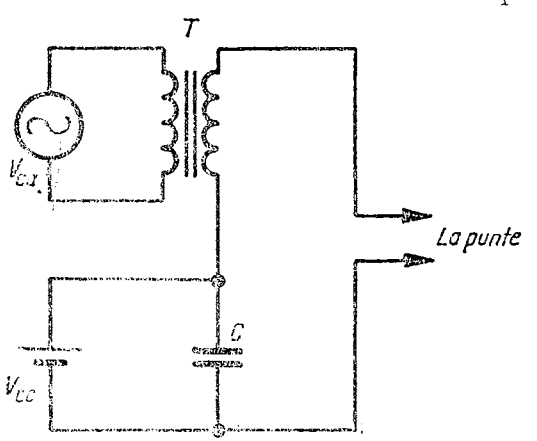


Fig. 13.46. Alimentarea mixtă în c.c. și c.a a punților pentru măsurarea inductanței inductoarelor premagnetizate

Punțile sînt prevăzute cu un voltmetru electronic, care permite măsurarea tensiunii alternative la bornele inductorului supus măsurării, în limite largi, de la milivolți pînă la sute de volți.

Punțile de acest gen pot fi folosite și la măsurarea impedanței altor elemente neliniare, ca diode redresoare, diode Zener, termistoare, lămpi etc.

Punți pentru măsurarea directă a modulului și fazei impedanței.

În numeroase aplicații, ca de exemplu în liniile și cablurile telefonice, este necesar să se măsoare impedanța în modul și în fază, într-o gamă largă de frecvențe (de exemplu, între 200 Hz și 300 kHz). Există diverse tipuri de punți care măsoară $|Z|$ și φ, la o singură frecvență; ele sînt punți de tipuri cunoscute, la care — prin diferite adaptări — se obține citirea mărimilor $|Z|$ și φ în locul lui R și X. Pentru a obține acest lucru la mai multe frecvențe, este necesară comutarea a cel puțin două elemente în schema punții, ceea ce complică construcția și manipularea ei.

O posibilitate interesantă de a obține indicația directă a modulului și a fazei impedanței de măsurat este ilustrată în figura 13.47. Puntea este formată dintr-un transformator cu priză mediană, un rezistor etalon R_e variabil, un circuit de defazare R_φ, C_φ și un potențiometru cu rezistența totală r. În ipoteza $R_\varphi = 1/(\omega C_\varphi)$ și $r \gg R_\varphi$ condițiile de echilibru sînt

$$|Z_x| = R_e \quad \text{și} \quad \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = k, \tag{13.53}$$

unde k este fracțiunea din r introdusă în circuit (schema din figura 13.47 se referă la $\varphi > 0$; pentru $\varphi < 0$ se inversează Z_x cu R_e). Condiția $R_\varphi = 1/(\omega C_\varphi)$ se asigură prin varierea lui R_φ corespunzător frecvenței de lucru (R_φ este gradat

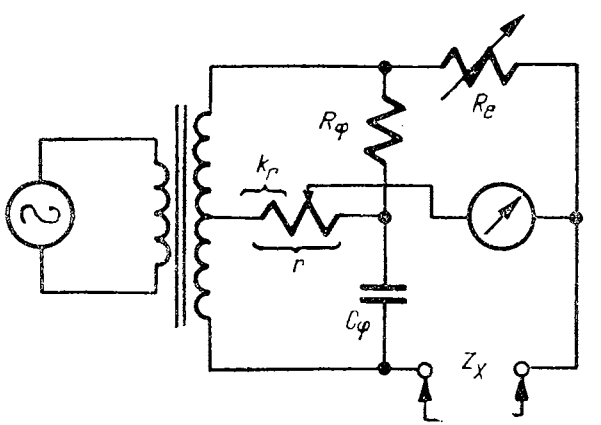


Fig. 13.47. Punte pentru măsurarea impendanței Z_x în modul și în fază

direct în Hz) și comutarea lui C_φ. Puntea functionează între 200 Hz...100 kHz, măsoară $Z = 10...\ 10000\ \Omega$ și $\varphi = -90°.... + 90°$, cu precizie de 1%, respectiv 0,5°.

O altă posibilitate este bazată pe o punte semiechilibrată: puntea se echilibrează numai pentru $|Z|$, iar tensiunea de ieșire a punții dă informații asupra lui φ. Una din variantele utilizate în acest scop este reprezentată în figura

13.48. Transformatorul de curent T compară curentul prin Z_x cu curentul prin rezistorul etalon R_e (indicatorul I are o impedanță mică, astfel încît transformatorul T lucrează practic în scurtcircuit). Măsurarea se face în trei etape, cu comutatorul K pe trei poziții succesive:

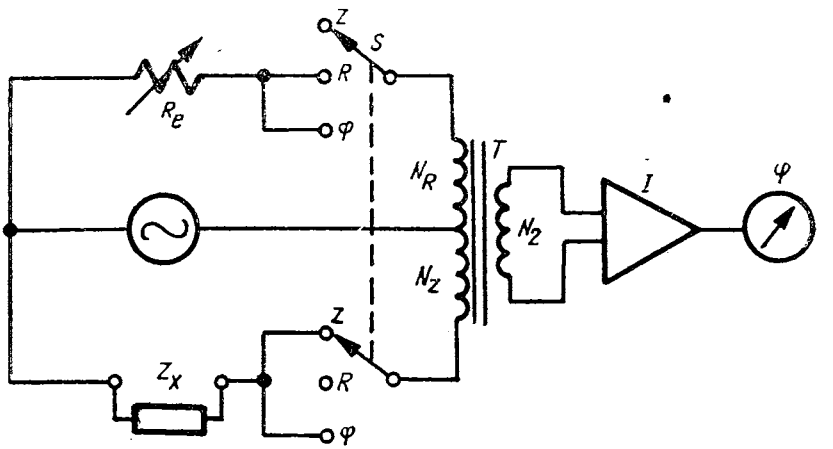


Fig. 13.48. Punte semiechilibrată pentru măsurarea impedanței Z_x în modul și în fază:
$|Z_x|$ este dat de R_e, iar φ se citește pe scara indicatorului

● pe poziția Z se reglează tensiunea de alimentare a punții pînă ce I indică un anumit curent (reper de calibrare);

● pe poziția R se reglează R_e pînă se obține la I aceeași indicație;

● pe poziția φ se citește pe I direct unghiul φ. Se poate arata că, în aceste condiții

$$|Z_x| = \frac{N_Z}{N_R} R_e \quad \text{și} \quad 2 \sin \frac{\varphi}{2} = \left| \frac{I_\varphi}{I_Z} \right| \tag{13.54}$$

unde I_Z și I_φ sînt indicațiile la măsurările pe poziția R, respectiv pe poziția φ. Scara în φ rezultă aproape liniară. Măsurarea se poate face în conexiune dipolară (cu o bornă la masă sau cu ambele borne izolate de masă) și în conexiune tripolară. Aparatul măsoară $|Z|$ între 1 Ω ... 1,1 MΩ, φ între $-90°$ ... $+90°$, la frecvențe între 25 Hz și 1 MHz, cu precizie de 1%, respectiv 1°.

Măsurări de impedanță „în circuit" („in situ"). O posibilitate de mare importanță practică pe care o oferă unele aparate moderne este aceea de a măsura impedanța unui element de circuit, fără a-l deconecta dintr-un circuit oricît de complex. În acest scop se folosește conceptul de impedanță tripolară (v. secțiunea 13.1.3): dacă într-o rețea electrică cu n noduri interesează măsurarea impedanței directe dintre două noduri ale rețelei, de exemplu A și B (fig. 13.49 *a*), celelalte n-2 noduri ale rețelei vor fi legate la punctul neutru (gardă, masă) al unui aparat de măsurat impedanța în conexiune tripolară. În acest fel, aparatul va măsura numai impedanța directă Z_{AB}, celelalte impedanțe ale rețelei neinfluențînd măsurarea.

Ca aparat de măsurat impedanța tripolară se folosește fie o punte cu transformator (fig. 13.49 *b*), fie un circuit cu amplificator operațional (fig. 13.49 *c*). Această a doua soluție stă la baza unei mari varietăți de aparate complexe, pentru încercarea circuitelor, care testează automat componentele din rețea prin comutarea succesivă pe toate perechile de noduri relevante ale rețelei; cadența măsurărilor întrece 100 măsurări pe secundă.

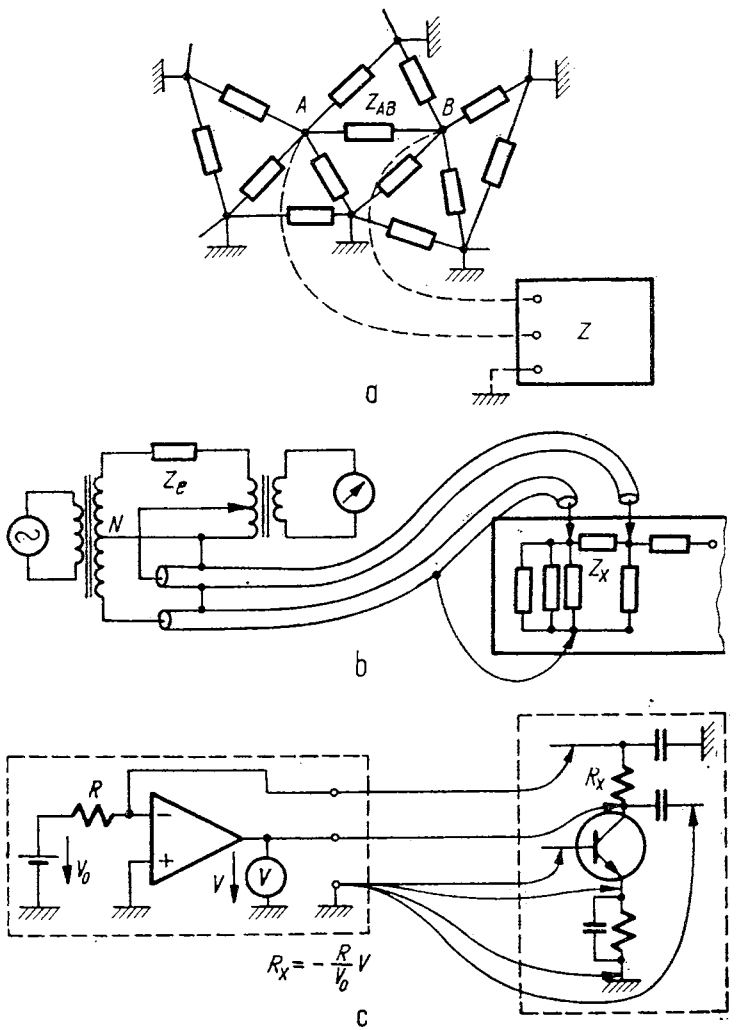


Fig. 13.49. Măsurarea „în circuit" a impedanței unei componente:

a — măsurarea impendanței Z_{AB} dintr-o rețea, cu ajutorul unui aparat capabil să măsoare impedanțe tripolare (toate nodurile învecinate cu *A* și *B* se conectează la borna „0" a aparatului *Z*); *b* — exemplu de măsurare folosind o punte cu transformator; *c* — exemplu de măsurare folosind un aparat cu amplificator operațional

13.6.7. PUNȚI DE C.A. NEECHILIBRATE

Ca și în curent continuu, punțile de c.a. neechilibrate servesc pentru măsurarea abaterii impedanței de la o valoare prestabilită (punți de deviație). Ele sînt de obicei comparatoare, folosind etaloane de impedanță exterioare.

Aproape fără excepție, punțile de deviație în c.a. sînt punți cu transformator, cu raport 1 : 1 al brațelor. Ele indică deviația de la valoarea de referință a două componente: fie modulul și faza, fie componentele R și X etc. Schema de bază este cea din figura 13.50 *a*. Tensiunea de ieșire a punții dă informația asupra dezechilibrului punții, în fază și în cuadratură, de unde se deduce valoarea deviației parametrilor de măsurat. Se poate arăta că, dacă diferența dintre $|Z_1|$ și $|Z_2|$ este sub 10%, iar cea dintre φ_1 și φ_2 sub 0,1 rad, atunci

$$\mathrm{Re}\left(\frac{V_2}{V_1}\right)=\frac{1}{2}\,\frac{|Z_1|-|Z_2|}{|Z_2|}; \quad \mathrm{Im}\left(\frac{V_2}{V_1}\right)=\frac{1}{2}\,(\varphi_1-\varphi_2), \qquad (13.55)$$

deci, cu V_1=const., componenta în fază a lui V_2 indică direct deviația modulului impedanței, iar componenta în cuadratură a lui V_2 indică deviația unghiului de fază al impedanței.

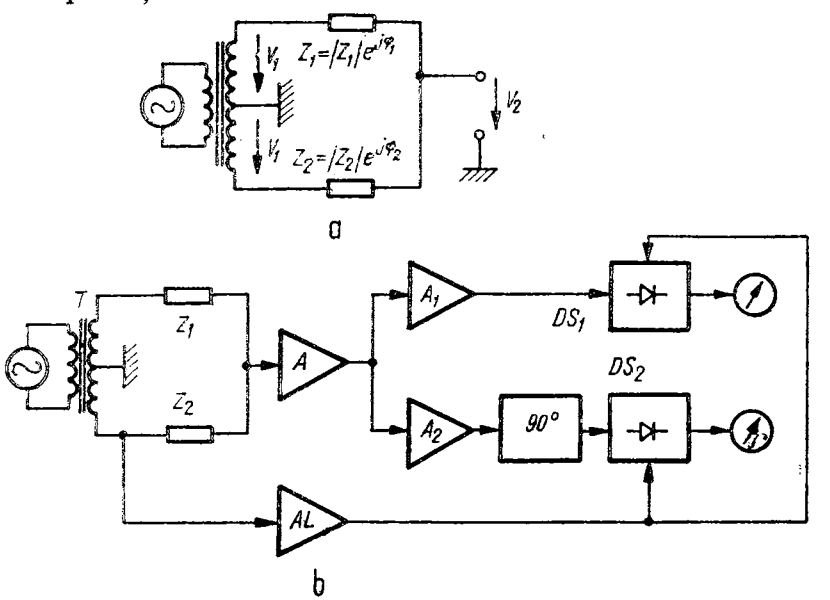


Fig. 13.50. Comparator de impedanță:

a — schema de bază; *b* — schemă bloc; *T* — transformatorul punții; *A*, A_1, A_2 — amplificatoare cu amplificare reglabilă; 90° — defazor la 90°; DS_1, DS_2 — demodulatoare sincrone; *AL* — amplificator-limitator

Schema bloc a unei asemenea punți, pentru compararea capacitoarelor, a inductoarelor și a rezistoarelor, cu indicarea deviației oricăreia din perechile (C, tg δ), (L, $1/Q$), (R, tg φ) este dată în figura 13.50*b*. Tensiunea de ieșire a punții este amplificată pe două canale, defazată și demodulată sincron, pentru

indicarea celor două componente. Puntea lucrează în bandă largă de frecvențe, în mai multe game de măsurare a deviației și cu posibilitatea de a comanda dispozitive exterioare de semnalizare și sortare.

Punți asemănătoare, dar cu afișare digitală a rezultatului, sînt capabile de performanțe deosebit de ridicare.

13.6.8. PUNȚI SEMIAUTOMATE ȘI AUTOMATE

O mare varietate de punți de c.a. sînt prevăzute cu elemente active — de obicei, demodulatoare sincrone, amplificatoare operaționale, simulatoare electronice de impedanță etc. — care le conferă performanțe superioare sau automatizare parțială sau totală a procesului de echilibrare.

Din punctul de vedere al funcțiunii îndeplinite de elementele active, aceste punți pot fi clasificate astfel:

Punți cu funcțiuni secundare automatizate	cu simulare de impedanțe fixe cu simulare de impedanțe variabile cu echilibrări secundare automate pentru eliminarea unor parametri reziduali
Punți cu echilibrare semiautomată	cu echilibrarea automată a unei componente (de exemplu, tg δ, Q, φ) cu echilibrarea automată parțială a uneia sau a ambelor componente
Punți cu echilibrare automată	cu echilibrare electromecanică cu echilibrare electrică

Punți cu funcțiuni secundare automatizate.

În figura 13.51 sînt date cîteva exemple de impedanțe simulate „electronic". Unele din acestea au avantajul de realizare numai cu rezistoare și capa-

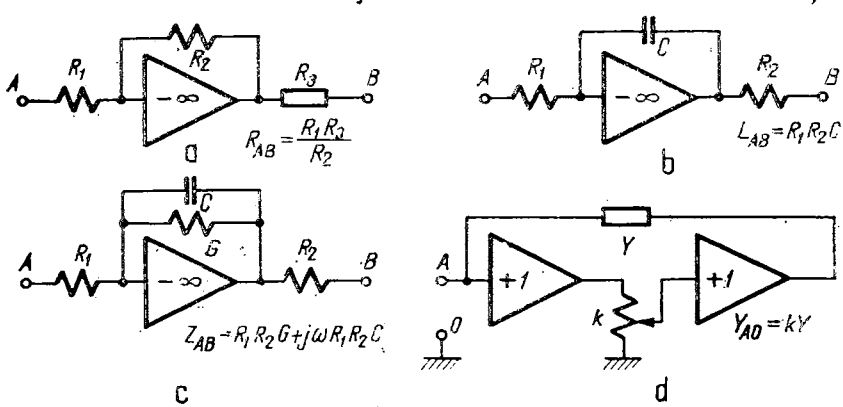


Fig. 13.51. Exemple de impedanțe „active", realizate cu amplificatoare operaționale: *a* — circuit pentru simularea unei rezistențe de valoare mare (de exemplu, dacă $R_1 = R_3 = 10$ MΩ și R_2 1 kΩ se obține $R_{AB} = 10^{11}$ Ω); *b* — circuit pentru simularea unei inductanțe; *c* — circuit pentru simularea unei rezistențe în serie cu o inductanță (cu *R* și *C* variabile pot fi variate independent componentele lui Z_{AB}); *d* — circuit pentru realizarea unei admitanțe variabile (de exemplu, o capacitate variabilă continuu, de valoare mare)

citoare (fără inductoare). Altele permit varierea impedanței, folosind un potențiometru obișnuit în acest scop.

Exemple de punți care folosesc asemenea impedanțe „electronice" sînt date în figura 13.52. Circuitul din figura 52 *a*, care servește la măsurarea admitanței în audiofrecvență, se echilibrează cu potențiometrele *a* și *b*, de înaltă

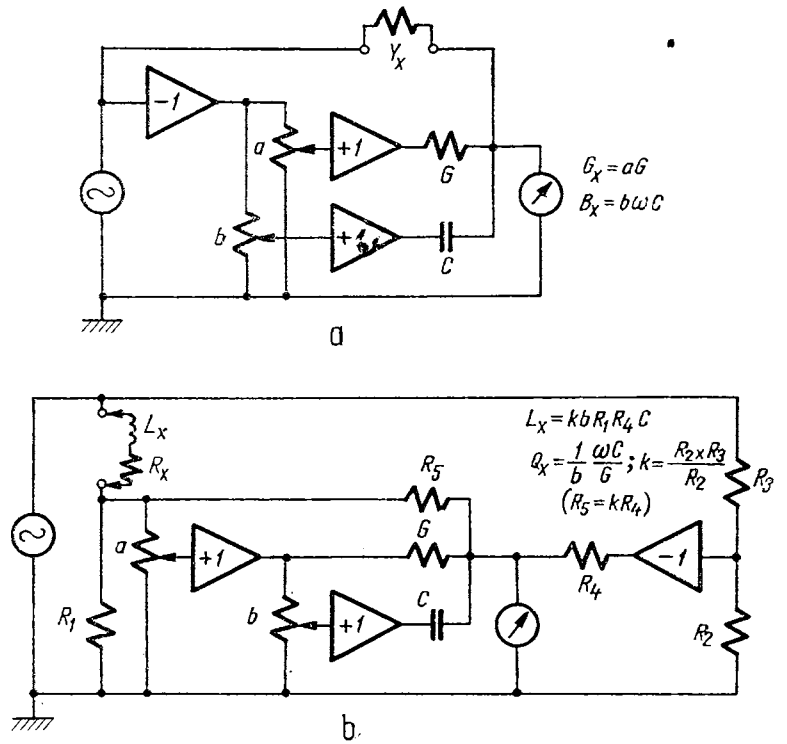


Fig. 13.52. Punți cu elemente active:
a — punte de admitanță; *b* — punte de inductanță

rezoluție (elicoidale), care reglează curenții injectați pentru echilibrarea punții. Ecuațiile de echilibru sînt

$$G_x = aG \quad B_x = b\omega C \tag{13.56}$$

unde *a*, *b* sînt fracțiunile din rezistența potențiometrelor între cursor și masă. Este posibilă măsurarea în conexiune cuadripolară sau tripolară, în interval larg de valori, cu precizie bună și folosind un număr minim de componente.

Un alt exemplu este puntea de inductanță din figura 13.52 *b*, similară cu cea anterioară ca structură. Ecuațiile de echilibru sînt

$$L_x = kbR_1R_4C \tag{13.57}$$

$$Q_x = \frac{1}{b}\omega CR, \tag{13.58}$$

unde $k = (R_2 + R_3)/R_2$, cu condiția $R_5 = kR_4$.

Se observă că la ambele tipuri de punți, atît generatorul cît și indicatorul de nul au cîte un punct la masă.

Pentru eliminarea efectului rezistențelor de conexiune, la măsurarea impedanțelor cuadripolare, se pot folosi amplificatoare operaționale plasate astfel încît să anuleze practic curenții din aceste conexiuni, sau să permită scoaterea lor din circuitul de măsurare. Un exemplu de asemenea circuit de măsurare este o punte de mare precizie pentru compararea rezistoarelor cuadripolare, folosind două amplificatoare operaționale pentru interconectarea elementelor punții [63].

Pentru eliminarea efectului admitanțelor parazite în paralel (de exemplu, capacități parazite față de masă), se pot folosi de asemenea amplificatoare operaționale, care mențin automat o diferență de potențial practic nulă între punctele critice ale punții și masă. Un exemplu de asemenea circuit este cel reprezentat în figura 13.31 *c*.

În concluzie, în aceste cazuri amplificatorul operațional joacă unul din următoarele roluri:

● Generator de tensiune alternativă care se autoreglează în modul și fază astfel încît la intrarea amplificatorului tensiunea să fie zero. În acest caz amplificatorul operațional este echivalent cu un generator variabil și un indicator de nul.

● Repetor de tensiune. În acest caz el reprezintă un element nereciproc, cu factor de transfer în tensiune +1, impedanță de intrare foarte mare și impedanță de ieșire foarte mică.

● Inversor de tensiune. În acest caz se comportă similar cu cazul anterior, dar cu factor de transfer −1 (sau, în general, $-k$) și cu impedanță de intrare care nu mai este, în general, foarte mare.

Punți cu echilibrare semiautomată.

Echilibrarea automată a mărimilor secundare, ca tg δ la măsurarea capacității, Q la măsurarea inductanței sau tg φ la măsurarea rezistenței se folosește uneori, în cazurile în care valoarea acestor mărimi nu prezintă interes, în scopul simplificării și reducerii duratei măsurării (de exemplu, la măsurarea capacității, dacă valoarea tg δ nu interesează). O asemenea soluție este reprezentată în figura 13.53. Puntea este de tip Sauty paralel. Măsurarea capacității se face prin varierea (manuală) a rezistenței R_2. Pentru echilibrarea automată a tg δ servesc diodele D_1 și D_2, în paralel pe C_3, a căror rezistență depinde de curentul continuu de polarizare generat de un demodulator sincron. Prin comutare, se obține puntea Maxwell pentru măsurarea inductanței, cu echilibrarea automată a factorului Q. Dacă interesează și valorile lui tg δ sau Q,

echilibrarea automată se poate înlocui cu una manuală, prevăzută și cu afișarea rezultatului.

Un alt principiu de echilibrare semiautomată, tot în ideea de a facilita măsurarea, constă în echilibrarea manuală a 1—3 decade pentru ambele com-

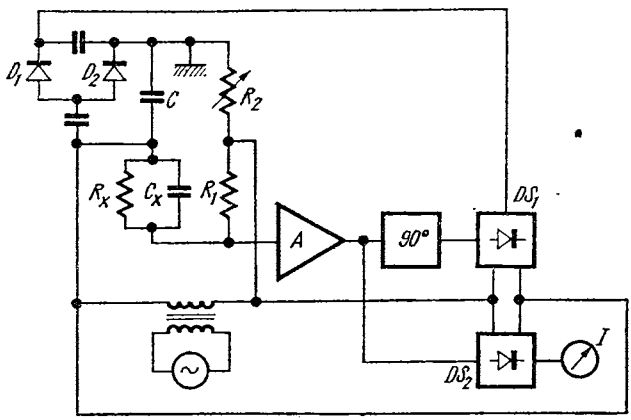


Fig. 13.53. Punte cu echilibrare automată a unei componente:

echilibrare manuală pentru C_x prin R_3, echilibrare automată pentru R_x prin diodele D_1, D_2 cu polarizare variabilă în c.c.; A amplificator; 90°—defazor la 90°; DS_1, DS_2 — demodulatoare sincrone

ponente măsurate, ultimele cifre ale rezultatului citindu-se pe un instrument indicator. Acest principiu este ilustrat în figura 13.54, care reprezintă schema mult simplificată a unei punți de capacitate. Transformatoarele T_1 și T_2 formează o punte de tipul celei descrise în secțiunea 13.6.4, cu echilibrare

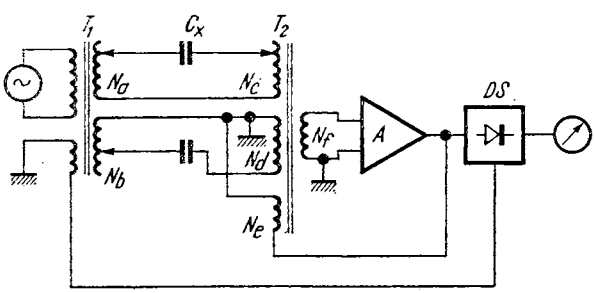


Fig. 13.54. Punte de capacitate cu echilibrare semiautomată:

A generează un curent prin N_e, care completează automat echilibrul punții, realizat brut (manual) prin N_b; N_a și N_e servesc la stabilirea gamei de măsurare; A — amplificator; DS — demodulator sincron

manuală în decade. În cazul unui echilibru incomplet, amplificatorul A injectează în înfășurarea N_e curentul necesar aducerii la zero a fluxului magnetic în T_2; acest curent este măsurat, pe componente vectoriale, de demodula-

torul sincron și afișat de instrumentul indicator. În acest fel, instrumentul servește la interpolarea între valorile vecine ale ultimei decade acționate manual. În funcție de precizia dorită, alegînd convenabil gama de măsurare, se poate măsura și numai automat, cu toate decadele manuale pe zero (cu o precizie redusă), sau cu 1, 2 sau 3 decade echilibrate manual.

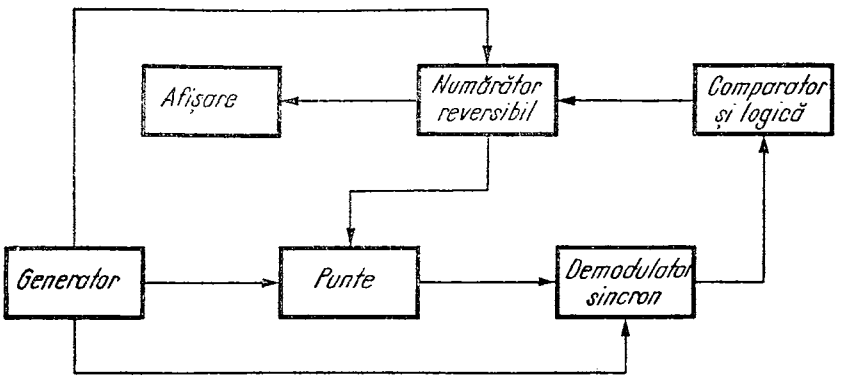


Fig. 13.55. Schema bloc a unei punți automate digitale pentru măsurarea capacității și a tg δ

Punți cu echilibrare automată.

O categorie de punți cu echilibrare complet automatizată folosesc servomotoare comandate de semnalul de dezechilibru al punții, pentru acționarea axelor unor comutatoare sau potențiometre din schema punții. Aceste punți au practic aceeași precizie ca și puntea manuală corespunzătoare. Echilibrarea este însă uneori lentă, fiabilitatea relativ scăzută și prețul de cost ridicat.

Variantele cu echilibrare electrică folosesc comutatoare electromecanice sau electronice. Echilibrarea se face în trepte, comandată de circuite logice, pornind de la semnalul de dezechilibru al punții, descompus în semnal în fază și semnal în cuadratură, cu ajutorul a două demodulatoare sincrone. Ca schemă de punte se preferă cea cu transformator, datorită stabilității, posibilității utilizării unui singur etalon și ușurinței echilibrării prin comutarea unor înfășurări. În figura 13.55 este reprezentată schema bloc a unei asemenea punți, pentru măsurarea capacității și a tg δ, cu afișare digitală. Măsurarea capacității se face între 1 pF și 1 mF, cu precizie de 0,1%, iar a tg δ între 10^{-4} și 1; durata echilibrării este sub 0,25 s.

Un principiu diferit este ilustrat în figura 13.56. Dacă puntea este dezechilibrată, curentul de dezechilibru I_d produce o tensiune de eroare V_e, care este amplificată și detectată sincron, dînd naștere la două tensiuni continue: V_{01} proporțională cu componenta reală și V_{02} proporțională cu componenta imaginară a lui V_e. Tensiunile V_{01} și V_{02} sînt folosite pentru modularea tensiunii de referință V_r, producînd astfel două tensiuni alternative V_1 și V_2

care sînt însumate și aplicate rezistorului etalon R. Ca urmare, curentul de dezechilibru I_d scade. La echilibru V_1 și V_2 rămîn constante; rezultă

$$V_1 = G_x R_e V_r \quad \text{și} \quad V_2 = j\omega C_x R_e V_r. \tag{13.59}$$

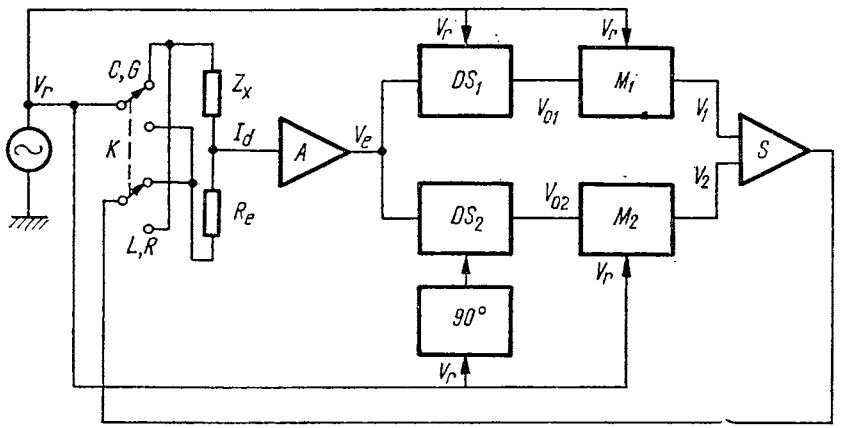


Fig. 13.56. Impedanțmetru automat digital:

Z_x — impedanța de măsurat; R_e — rezistor etalon; A — amplificator de eroare; DS_1, DS_2 — demodulatoare sincrone; M_1 M_2 — modulatoare; S — sumator

Rapoartele V_1/V_r și V_2/V_r sînt măsurate cu două voltmetre digitale, care afișează direct valorile C_x și G_x. Similar se măsoară și L_x, R_x, pe cealaltă poziție a comutatorului K.

13.7. MĂSURAREA IMPEDANȚEI LA FRECVENȚE ÎNALTE

13.7.1. GENERALITĂȚI

Măsurarea impedanței la frecvențe înalte se face, în general, prin metode specifice, deși unele metode proprii frecvențelor joase se extind și către frecvențe de ordinul megaherzilor. Astfel, de exemplu, o variantă a impedanțmetrului vectorial (secțiunea 13.5.3) măsoară impedanța în modul și în fază pînă la frecvența de 100 MHz.

Metodele cele mai răspîndite sînt metodele de zero și metodele de rezonanță. Metodele de zero folosesc punți propriu-zise, circuite dublu-T sau circuite T-podit. Dintre metodele de rezonanță, a căpătat o răspîndire largă metoda bazată pe Q-metru. Precizia acestor aparate este de 0,1...2% la frecvențe mai joase, ajungînd la 3...5% către frecvența de 250 MHz. În general, măsurarea parametrilor concentrați R, L, C începe să își piardă sensul la frecvențe peste 300 MHz, deși este greu de stabilit o limită precisă de frecvență.

La frecvențe înalte, efectele datorite elementelor reziduale ale diverselor părți de circuit se accentuează; cresc dificultățile produse de cuplaje parazite, efect pelicular, pierderi în dielectric etc. Conductorul de conexiune dintre obiectul supus măsurării și aparatul de măsurat devine parte integrantă și importantă a circuitului de măsurare. Pentru ca măsurarea să aibă sens, este necesar să se definească o separare precisă și univocă între impedanța de măsurat și aparatul cu care se face măsurarea: s-a ajuns astfel la noțiunea de *plan de referință*, exemplificată în figura 13.57, care reprezintă un caz tipic de măsurare a impedanței. Întrucît circuitul trebuie să fie perfect ecranat, soluția conexiunilor coaxiale este cea mai rațională. Ca urmare, s-au introdus „conectoarele coaxiale de precizie", stabile mecanic și electric, bine ecranate și avînd un plan de referință univoc definit. Utilizarea conectoarelor de precizie, atît la obiectul supus măsurării cît și la aparatul de măsurat, permite efectuarea de măsurări foarte precise, de exemplu cu repetabilitate de $\pm 0{,}001$ pF la măsurarea capacității.

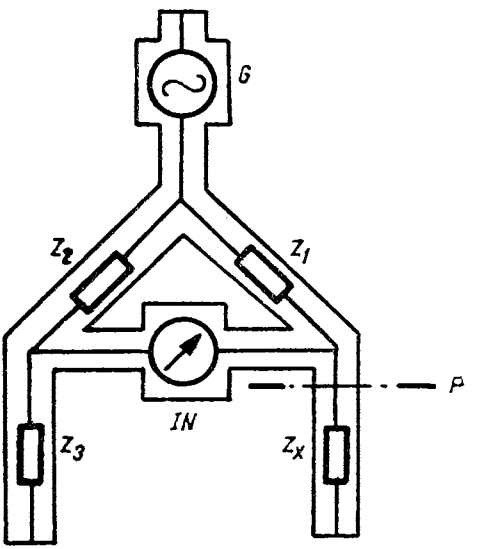


Fig. 13.57. Schemă tipică de măsurare a impedanței la frecvențe înalte, cu dispoziție coaxială a elementelor:
P — plan de referință, fixat pentru univocitatea măsurării

13.7.2. MĂSURAREA IMPEDANȚEI LA FRECVENȚE ÎNALTE PRIN METODE DE ZERO

Aparatele de zero pot fi clasificate în punți de impedanță și punți de admitanță. Diferența dintre aceste două categorii de punți este următoarea: puntea de impedanță poate măsura impedanță între valoarea zero și o valoare maximă și poate fi echilibrată inițial prin scurtcircuitarea bornelor; puntea de admitanță poate măsura admitanță între valoarea zero și o anumită valoare maximă și poate fi echilibrată inițial cu bornele de măsurare în gol. (Necesitatea de a echilibra inițial puntea, cu bornele în scurtcircuit sau în gol, este caracteristică tuturor punților pentru frecvențe înalte). Exemple de punți de impedanță sînt puntea Maxwell-Wien și puntea Schering serie. Exemple de punți de admitanță sînt puntea Schering paralel și puntea de raport de admitanțe; tot în această categorie intră și circuitul dublu-T.

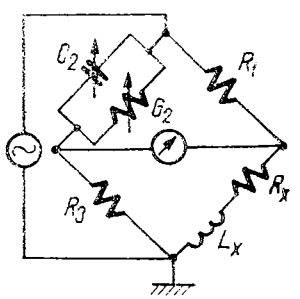
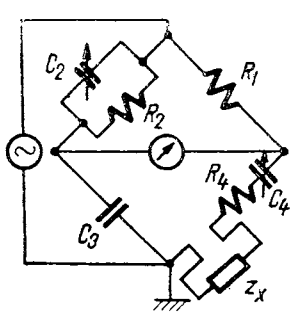
Punțile de admitanță au avantaje importante față de punțile de impedanță, la frecvențe înalte, și de aceea peste 20 MHz sînt folosite cu precădere. Unul din aceste avantaje constă într-o ecranare mai ușoară și mai eficientă. De altfel, puntea Schering paralel este cea mai răspîndită punte de măsurare

la frecvențe înalte, stînd la baza unor aparate fabricate de mai multe firme, pentru măsurări pînă la 250 MHz. Principalul avantaj al acestei punți este că măsoară atît componenta activă, cît și componenta reactivă a admitanței prin creșteri de capacitate, rezistențele din circuitul punții rămînînd constante (la frecvențe înalte, condensatoare variabile de precizie sînt mai ușor de realizat decît rezistoare variabile).

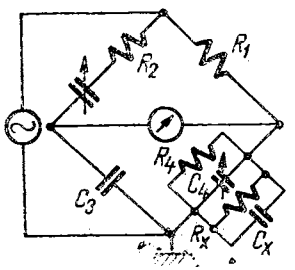
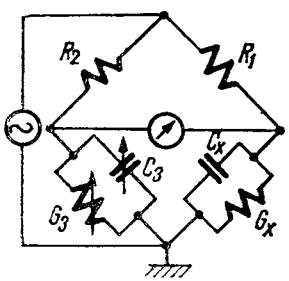
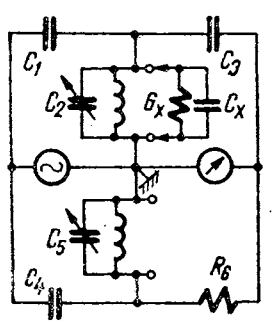
Un tip particular de punte pentru frecvențe înalte este puntea cu transformator, care a fost perfecționată și extinsă pînă la frecvența de 250 MHz. Este tot o punte de admitanță, necesitînd de asemenea o echilibrare inițială cu bornele de măsurare în gol. Este singura punte capabilă de măsurări în conexiune tripolară, pînă la frecvența de 100 MHz.

În tabelul 13.5 sînt enumerate principalele tipuri de circuite de zero pentru măsurarea impedanței la frecvențe înalte, împreună cu condițiile de echilibru și cîteva proprietăți mai importante.

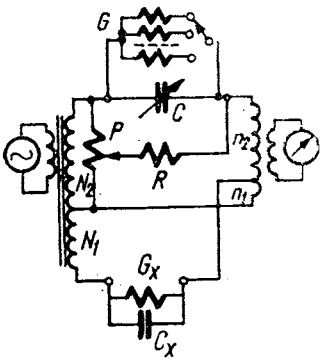
Tabelul 13.5

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Particularități și utilizări
 Punte Maxwell-Wien	$L_x = R_1 R_3 C_2$ $R_x = R_1 R_3 G_2$	Punte de impedanță, utilizabilă pînă la cca. 30 MHz, pentru L_x între 10^{-9} ... 10^{-2} H, cu erori între 0,3 ... 5%, în funcție de frecvență și valoarea inductanței. Necesită ecranare internă relativ complicată.
 Punte Schering serie	$R_x = \frac{R_1}{C_3} \Delta C_2$ $X_x = \frac{1}{\omega} \frac{1}{\Delta C_4}$	Punte de impedanță, utilizabilă pînă la cca. 60 MHZ, cu erori de 1 ...2%, pentru măsurări de reactanță pozitivă sau negativă. Se echilibrează prin reglarea a două condensatoare variabile.

Tabelul 13.5 (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Particularități și utilizări
 Punte Schering paralel	$R_x = \frac{R_1}{C_3}\frac{C_2^2}{\Delta C_2} - R_4$ $C_x = \Delta C_4$	Punte de admitanță, utilizabilă pînă la 250 MHz, pentru măsurarea rezistenței între 15 ... 100000 Ω și a capacității între — 100 ... +20 pF, cu erori de 0,5 ... 3%. Măsoară și inductanță, ca o capacitate negativă echivalentă. Este unul din cele mai răspîndite tipuri de punți pentru frecvențe peste 1 MHz.
 Punte de raport de admitanțe	$G_x = \frac{R_2}{R_1} G_3$ $C_x = \frac{R_1}{R_2} C_3$	Punte de admitanță, utilizabilă pînă la cca. 20 MHz, cu erori de 2 ... 5%. Poate fi folosită și ca punte-comparator, cu ajutorul unor etaloane adecvate. Pentru rapoarte $R_1/R_2 \neq 1$ erorile devin relativ mari.
 Punte dublu-T	$G_x = \omega_2 R_6 \frac{C_1 C_3}{C_4} \Delta C_5$ $C_x = \Delta C_2$	Punte de admitanță, utilizabilă pînă la 300 MHz, pentru măsurări de mare precizie, în game largi de valori ale conductanței și capacității (pozitivă sau negativă). Are avantajul unic că generatorul, indicatorul și cele două condensatoare variabile etalon au cîte un punct la masă. Dezavantajul principal este dependența de frecvență a lui G_x. Este folosită pentru măsurări speciale

Tabelul 13.5. (continuare)

Tipul de punte	Ecuațiile de echilibru	Particularități și utilizări
 Punte cu transformator	$G_x = \frac{N_1}{N_2}\frac{n_1}{n_2}\Delta G$ $C_x = \frac{N_1}{N_2}\frac{n_1}{n_2}\Delta C$	Punte de admitanță utilizabilă pînă la 100 MHz (o variantă pînă la 250 MHz), pentru măsurarea de conductanță între 0,0001 ... 0,1 S și capacitate între −200 ... + 200 pF, cu erori de cca. 2%, în conexiune tripolară sau dipolară. Echilibrarea fină a conductanței se face cu potențiometrul P și rezistorul R. Transformatoarele T_1 și T_2 sînt de construcție specială. Este unul din cele mai avantajoase tipuri de punți, pentru acest domeniu de frecvențe.

13.7.3. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DE REZONANȚĂ

Metodele de rezonanță sînt destinate în primul rînd măsurării de reactanță și sînt aplicabile în cazul elementelor de circuit cu factor Q suficient de mare. Cu aceste metode, rezistența sau conductanța se măsoară doar ca parametru secundar, cu o precizie relativ redusă. Măsurarea se bazează pe relațiile

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}; \quad V_c = QV, \tag{13.60}$$

valabile într-un circuit oscilant LC la rezonanță, alimentat cu o tensiune serie V, în cazul în care Q este suficient de mare (practic $Q \geqslant 10$). În principiu, măsurarea se face prin aducerea la rezonanță a circuitului variind unul din parametrii L, C sau f; practic se folosește aproape exclusiv măsurarea în raport cu variația ΔC a capacității unui condensator variabil de precizie, frecvența fiind cunoscută.

Cu ajutorul metodelor de rezonanță pot fi măsurate: inductanța; capacitatea; factorul Q al unei bobine; tg δ al unui condensator; rezistențe de valori mici sau de valori mari.

Sînt posibile mai multe scheme de măsurare prin rezonanță, cu circuite serie sau cu circuite paralel și diferite moduri de alimentare a circuitului. În practică s-a generalizat măsurarea cu ajutorul Q-metrelor, aparate construite special pentru acest scop.

Q-metre analogice.

Q-metrele sînt cele mai universale aparate pentru măsurări prin metoda de rezonanță. Ele măsoară reactanțe prin comparație cu un etalon propriu de

capacitate (condensator variabil de precizie) și factor Q, rezistență sau conductanță cu ajutorul unui voltmetru incorporat. Q-metrele conțin de asemenea un generator de frecvență variabilă și sînt prevăzute, ca accesoriu, cu un set de bobine de referință. Q-metrele produse industrial acoperă o gamă de frecvențe între 30 kHz și 250 MHz, măsurînd reactanța cu precizie de 1...3% și rezistențe, conductanțe sau factor Q cu precizie de 5...15%.

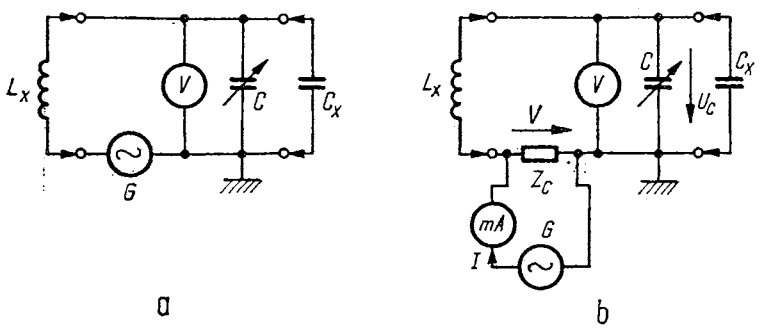


Fig. 13.58. Q — metru:

a — schemă elementară; *b* — schemă practică, cu evidențierea modului de cuplare a generatorului

Schema generală elementară a unui Q-metru este dată în fig. 13.58. Tensiunea de alimentare a circuitului oscilant este aplicată în serie, prin intermediul unei impedanțe serie mici Z_c, astfel ca $V = Z_c I$; curentul I este măsurat cu un miliampermetru (termoelectric) sau este menținut constant prin alte mijloace. Tensiunea V_c la bornele condensatorului variabil de precizie C este măsurată cu un voltmetru electronic. De obicei, miliampermetrul este prevăzut cu un reper de referință, iar voltmetrul este gradat direct în valori ale factorului Q. Condensatorul variabil este de 25...500 pF (sau de capacitate mai mică, la Q-metrele pentru frecvențe peste 70 MHz). Aparatul este prevăzut cu patru borne: două pentru conectarea bobinei L_x și două pentru conectarea condensatorului C_x sau a altor componente de măsurat.

Schema bloc a unui Q-metru modern este dată în figura 13.59. Generatorul este prevăzut cu reglaj automat al nivelului, ceea ce exclude necesitatea ajustării manuale a curentului I. Cuplajul cu circuitul de măsurare se face prin intermediul unui transformator coborîtor de tensiune, astfel încît impedanța serie introdusă în circuitul oscilant este foarte mică. Voltmetrul electronic folosește un tranzistor cu efect de cîmp la intrare, pentru a avea o impedanță foarte mare. Aparatul este prevăzut cu reglaje ΔQ, ΔC, bobine de inductanță etalon și condensatoare auxiliare pentru extinderea posibilităților de măsurare.

Principalele surse de erori la măsurarea cu Q-metrul sînt: impedanța de cuplaj, impedanța de intrare a voltmetrului, erorile miliampermetrului și voltmetrului, variația cu frecvența a capacității C. Este de remarcat că Q-metrul măsoară totdeauna o valoare a factorului Q mai mică decît cea reală, din cauza pierderilor suplimentare din circuitul de măsurare.

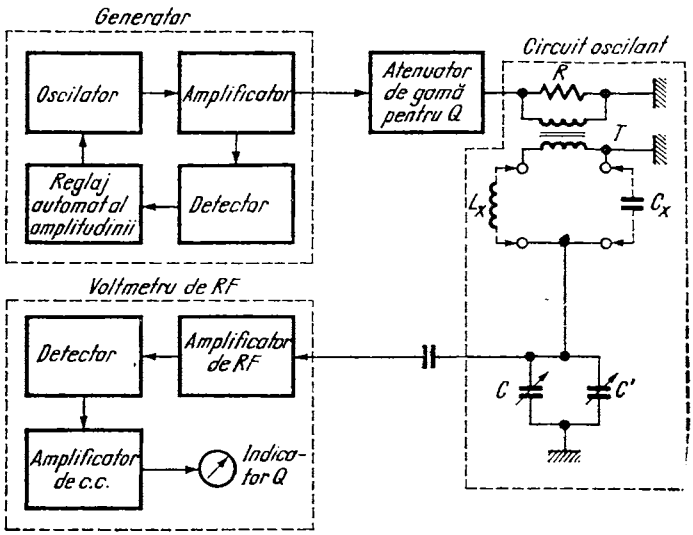


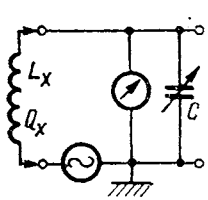
Fig. 13.59. Schema bloc a unui Q — metru:

T — transformator de cuplaj; *C*, *C'* — capacitoare variabile: pentru echilibrare și pentru reglaj fin

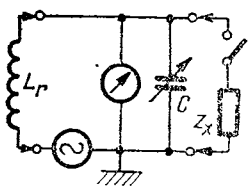
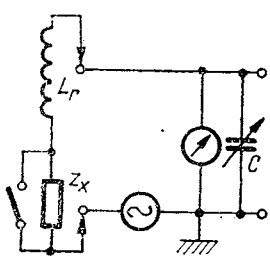
Măsurările cu Q-metrul se pot face, în principiu, în trei moduri:

- prin conectare directă la bornele L_x;
- prin conectare în paralel pe C, la bornele L_x fiind legată o bobină de referință;
- prin conectare în serie cu o bobină de referință la bornele L_x. Aceste posibilități de măsurare sînt rezumate în tabelul 13.6.

Tabelul 13.6

Conectare	Posibilități de măsurare	Mod de lucru	Formule de calcul
 Măsurare directă	Inductanțe de valori medii, factor de calitate, rezistența serie a bobinelor	La frecvența dorită, se aduce circuitul la rezonanță prin variația capacității C	Q_x se citește direct; $L_x = \frac{1}{\omega^2 C}$; (la anumite frecvențe L_x se citește direct); $R_{xs} = \frac{1}{\omega C Q}$.

Tabelul 13.6. (continuare)

Conectare	Posibilități de măsurare	Mod de lucru	Formule de calcul
 Conectare în paralel	Impedanțe mari, (rezistențe mari, inductanțe mari, capacități mici)	Se folosește o bobină auxiliară (de referință) stabilă L_r. Prin variația capacității C se aduce circuitul la rezonanță de două ori: fără Z_x și cu Z_x conectat.	$Q_x = \frac{Q_1 Q_2 \lvert C_2 - C_1 \rvert}{C_1 \Delta Q}$; $R_x = \frac{Q_1 Q_2}{\omega C_1 \Delta Q}$; $X_x = \frac{1}{\omega (C_2 - C_1)}$; $L_x = \frac{1}{\omega^2 (C_2 - C_1)}$; $C_x = C_1 - C_2$. (formulele se referă la schema echivalentă paralel a lui Z_x; semnul reactanței este dat de semnul mărimi $(C_2 - C_1)$).
 Conectare în serie	Impedanțe mici (rezistențe mici, inductanțe mici, capacități mari)	Se folosește o bobină auxiliară (de referință) stabilă L_x. Prin variația capacității C se aduce circuitul la rezonanță de două ori: cu Z_x scurtcircuitat și cu Z_x în circuit.	$Q_x = \frac{Q_1 Q_2 \lvert C_1 - C_2 \rvert}{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}$; $R_x = \frac{(C_1/C_2)\, Q_1 - Q_2}{C_1\, Q_1\, Q_2}$; $X_x = \frac{C_1 - C_2}{\omega\, C_1\, C_2}$; $L_x = \frac{C_1 - C_2}{\omega^2\, C_1\, C_2}$; $C_x = \frac{C_1\, C_2}{C_2 - C_1}$ (formulele se referă la schema echivalentă serie a lui Z_x; semnul reactanței este dat de semnul mărimii $(C_1 - C_2)$

O alternativă pentru măsurarea factorului Q este metoda dezacordului: se variază fie capacitatea, fie frecvența pînă cînd tensiunea V_c scade de $\sqrt{2}$ ori față de valoarea de la rezonanță; Q este dat de

$$Q = \frac{f}{\Delta f} = \frac{C}{\Delta C}. \qquad (13.61)$$

Q-metre digitale.

O soluție interesantă pentru măsurarea digitală a factorului Q este bazată pe oscilațiile libere (amortizate) ale unui circuit oscilant, format din bobina de măsurat și un condensator practic fără pierderi inclus în aparat. Se poate arăta că amplitudinea unor oscilații amortizate scade de e^{π} ori după un număr $n = Q$ de oscilații. Aparatul (fig. 13.60) cuprinde un generator de impulsuri,

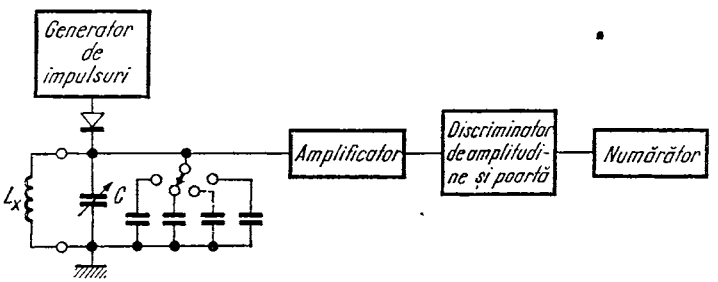


Fig. 13.60. Schema bloc a unui Q — metru digital, bazat pe oscilațiile libere (amortizate ale circuitului L_xC

aplicate circuitului L_xC; după fiecare impuls oscilațiile amortizate rezultate sînt amplificate, discriminate în amplitudine și numărate pînă în momentul scăderii amplitudinii lor de la valoarea inițială V_0 la cea finală V_0/e^{π}. Aparatul funcționează între 1 kHz...12 MHz și măsoară $Q = 20...1000$ cu o eroare de cel mult 3%. Este prevăzut și cu posibilitatea măsurării digitale a frecvenței de oscilație.

Inductanțmetre și capacimetre cu rezonanță.

Aparate mai simple decît Q-metrele, inductanțmetrele și capacimetrele cu rezonanță măsoară parametrii L sau C prin conectarea elementului de măsurat în paralel cu condensatoare fixe, respectiv cu bobine fixe și varierea frecvenței pînă la obținerea rezonanței. Aparatele au scara gradată direct în mH (μH), respectiv μF (nF, pF) și măsoară între 0,1 μH...1 H și 1 pF...100 μF, cu o eroare de bază de 1%. În cazul bobinelor se poate măsura și factorul Q. Dezavantajul față de Q-metre este absența condensatorului variabil, ceea ce împiedică alegerea arbitrară a frecvenței de măsurare.

Rezonanțmetre cu absorbție (grid-dip-metre).

Acestea sînt aparate mai rar folosite pentru măsurări de precizie, dar foarte simple și utile în unele aplicații. Sînt formate dintr-un oscilator de frecvență variabilă, a cărui bobină se cuplează slab cu bobina circuitului LC supus măsurării. Se variază frecvența de oscilație și se reperează valoarea frecvenței la care amplitudinea oscilațiilor —indicată de un instrument incorporat — prezintă un minimum. Aceasta este frecvența de rezonanță a circuitului LC. Cunoscînd unul din parametrii L sau C, se poate deduce celălalt. Aparatul se poate folosi, de exemplu, la determinarea inductanței proprii a unui condensator, scurtcircuitînd bornele acestuia și măsurînd frecvența sa de rezonanță proprie.

13.7.4. MĂSURĂRI AUTOMATE DE IMPEDANȚĂ LA FRECVENȚE ÎNALTE

În ultimul timp se utilizează tot mai mult aparate și instalații pentru măsurarea automată a parametrilor rețelelelor electrice uniport sau diport, ca factor de transmisiune, atenuare, defazaj, impedanță etc. Sub denumirile comerciale de analizor de rețea, vobulator de impedanță sau Z-G diagraf, acoperă diverse game de frecvență între 0,1 MHz și 12 GHz, măsoară cu precizie de ordinul 0,5...5%, afișază rezultatele în diferite moduri (analogic, digital sau pe ecranul unui tub catodic) și lucrează cu baleiere manuală sau automată a benzii de frecvență selectate. Funcționarea lor se bazează pe determinarea raportului a două semnale, dintre care unul este de referință. Pentru măsurarea impedanței, se folosește un cuplor direcțional, care separă unda reflectată de unda directă în linia coaxială terminată pe obiectul de măsurat; cele două semnale astfel obținute sînt comparate în modul și în fază. Aparatele permit efectuarea de măsurări rapide, dînd o cantitate mare de informație într-un timp scurt; sînt deosebit de utile pentru măsurări de impedanță în cazul antenelor, cablurilor, dispozitivelor semiconductoare, filtrelor etc.

BIBLIOGRAFIE

1. Harris, F. K.: *Electrical measurements.* John Wiley & Sons, New York 1952
2. Hague, B., Ford, N.: *Alternating current bridge methods.* Sir Isaac Pitman & Sons, 6th edition, London 1971
3. Karandeev, K. B.: *Spețialnie metodî elektriceskih izmerenii.* Gosenergoizdat, Moskva-Leningrad 1963
4. Oliver, B.M., Cage, J. M.: *Electronic measurements and instrumentation.* McGraw-Hill, New York 1971
5. Jones, R. N.: *The measurement of lumped parameter impedance : a metrology guide.* National Bureau of Standards Monograph 141, Washington D.C., 1974
6. *Digital voltmeters A200, A203, A220, A227 „Schlumberger", Operating manual,* May 1973
7. Busse, G.: *Ein digital Multimeter mit bemerkenswerten Eigenschaften.* Neues von Rohde-Schwarz nr. 36, apr.-mai 1969, p. 9—14
8. Gardner, R., Dumont, A., Venzke, S.: *A greater range of capabilities for the compact, plug-on digital multimeter.* Hewlett-Packard Journal vol. 24 nr. 7, mar. 1973, p. 20—24
9. IM6 Megohmmeter, *Operating Instructions , „Radiometer" Copenhagen*
10. Hoi Tsao, S.: *An accurate semiautomatic technique of measuring high resistance.* IEEE Trans. vol. IM-16 nr. 3, sep. 1967 p. 220—225
11. Swenson, E. J., Vincent, G. D.: *Which bridge for precise resistance measurements.* The Electronic Engineer's Design Magazine, nov. 22 1967
12. Yeager, J. R., Praglin, J.: *The accurate measurement of low direct currents.* Instr. Soc. of America, 19th Annual Conf. and Exh., oct. 12—15 1964, New York, Preprint No. 12. 1—2—64

13. Sauer, H.A., Shirk, W. H.: *A DC Wheatstone bridge for multiteraohm measurements with high accuracy capability*. IEEE Trans. Comm. and Electronics vol. 83 mar. 1964, p. 131—136
14. Hall, H. P.: *A bridge to teraohm territory*. General Radio Experimenter, vol. 43 nr. 7, iul. 1964 p. 1—7.
15. Leong, R. K.: *Versatile resistance bridge*. General Radio Experimenter, vol. 43 nr.11—12, nov. -dec. 1969 p. 8—9
16. Siebert, J.: *Widerstandsmessbrücke mit schnellem elektronischem Selbstabgleich*. Arch. techn. Mess. 1972 nr. 437, p. 109—114.
17. Hajek, J.: *Automatische Messbrücke mit Prozentanzeige*. Arch. techn. Mess. 1970 nr.417, p. 229—232.
18. *Model 72 BD Digital capacitance meter, Instruction manual*. Boonton Electronics Corp., U.S.A.
19. *Direktanzeigendes Kapazitätsmessgerät WMP-3, Technische Anweisung*, INCO, Wroclaw (Polonia)
20. Epștein, S. L.: *Izmerenie harakteristik kondenzatorov*. Izd. Energhia, Moskva-Leningrad 1965
21. *Multimètre numérique A1466, notice d'utilisation: tiroir capacimètre VB2041*, „Schlumberger" (Franța)
22. Kameoka, Y.: *Measuring high-value capacitors*. Hewlett-Packard Journal vol. 23 nr. 7, mar. 1972 p. 8—13.
23. Wauer, D.: *Grosskapazitätsmesser KZG für 0,3 μF bis 1 F*. Neues von Rohde & Schwarz nr. 36, apr.-mai 1969 p. 21—24.
24. Hock, A., Stockmeyer, B.: *Direktanzeigende Induktivitätsmesser*. Internationale Elektronische Rundschau, 1972 nr. 7, p. 165—166
25. Seippel, I.: *Der Scheinwiderstandsprüfer ZP2*. Funkschau, vol. 9 1965 p. 235—236.
26. Alonzo, G. J., Blackwell, R. H., Marantz, H. V.: *Direct-reading fully automatic vector impedance meters*. Hewlett-Packard Journal vol. 18 nr. 5, ian. 1967 p. 12—18
27. Popescu, Chr.: *Măsurări de capacități de tg δ pentru materiale electroizolante*. Prima consfătuire pe țară de materiale electrotehnice, Timișoara 6—9 aprilie 1960
28. Calvert, R.: *The transformer-ratio-arm bridge*. Wayne-Kerr monograph No. 1
29. Clark, H. A. M., Vanderlyn, P. B.: *AC bridges with inductively coupled ratio-arms*. Proc. IEE vol. 96, mai 1949 p. 365—378
30. Golding, J. F.: : *Transformer-ratio-arm bridges*. Wireless World iunie 1961, p. 329—335
31. Zdanis, I. P.: *Osnovnîe svoistva shem s differențialnîmi transformatorami i sopostavlenie ih s mostovîmi shemami*. Trudî Konferenții po Elektriceskim Izmereniam i Priborostroenia, Moskva 1959
32. Millea, A.: *Metode și aparate de precizie pentru măsurarea capacității electrice*. III. Punți cu brațe cuplate inductiv. Metrologia aplicată vol. 13 nr. 7, iul. 1966 p. 300—308
33. Leslie, H. F. *Chcosing transformer-ratio-arm bridges*. Proc. IEE vol. 108 nr. 41, sep. 1961 p. 539—546
34. Millea, A., Popescu, R., Ilie, P.: *Punte cu transformator diferențial pentru compararea condensatoarelor etalon*. Studii și cercetări de metrologie, București 1966
35. Thompson, A. M.: *The precise measurement of small capacitances*. IRE Trans. Instrumentation vol. I—7 nr. 3—4, dec. 1958 p. 245—253
36. Millea, A.: *Măsurarea precisă a tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu ajutorul punții cu transformator*. Metrologia aplicată vol. 15 nr. 3, mar. 1968 p. 116—123
37. Millea, A., Buzatu, C.: *On errors of transformer-arm bridges*. Acta IMEKO 1967, p. 499—506 (Paper No. RU-282)
38. Hersh, J.F.: *Accuracy, precision and convenience for capacitance measurements*. General Radio Experimenter vol. 36 nr. 8—9, aug.-sep. 1962 p. 3—13
39. *Punte de conductanță tip PC-A72, Instrucțiuni de utilizare*, Institutul Național de Metrologie București
40. *Universal Bridge B221, Wayne-Kerr Co. Ltd*, New Malden, Surrey, England
41. Millea, A., Ilie, P: *A class of double-balance quadrature bridges*. Metrologia, vol. 5 nr. 1, ian. 1969 p. 14—20

42. *Punte Schering cu brațe cuplate inductiv tip PSBI-A72, Instrucțiuni de utilizare,* Institutul Național de Metrologie București
43. *Notes on bridge measurement by Wayne-Kerr, No. 2 : two, three and four terminals.* Wayne-Kerr Co. Ltd., New Malden, Surrey, England
44. Hill, J. J., Miller, A. P.: *An AC double bridge with inductively coupled ratio-arms for precision platinum resistance thermometry* . Proc. IEE vol. 110 nr. 2, feb. 1963 p. 453
45. Grohmann, K.: *Entwicklung von Gleichstrom-und Wechselstromnullindikatoren.* Arch. techn. Mess. nr. 395, dec. 1968 p. 277—280 și nr. 396 ian. 1969 p. 17—20
46. Löffler, D.: *RC Generator/Indicator SUB for 50 Hz-50 kHz.* News from Rohde & Schwarz vol. 8 nr. 30, 1968, p. 31—35
47. *Tragbare Kapazitäts-und Verlustfaktor Messbrücke Typ 2805, Beschreibung und Gebrauchsanweisung. Tettex* A. G., Zürich
48. *Lock-in amplifiers — what are they?* Techn. Note IAN-21 ITHACO Inc., Ithaca N. Y. (USA)
49. *1621 Precision capacitance-measurement system.* General Radio Catalog 1975, Concord, Ma. (USA)
50. Ries, P. P., Satterthwaite, C. B.: *Parametric superconductor null detector.* Rev. Sci. Instr. vol. 38, 1967, p. 1203—1209.
51. Cutkosky, R. D.: *A varactor null detector for audio frequency capacitance bridges.* IEEE Trans. vol. IM-17 nr. 4, dec. 1968 p. 232—238
52. Hoyer, H.: *Eine Messbrücke für Elektrolytkondensatoren.* Zeitschrift für Instrumentenkunde vol. 73 nr. 4, 1965 p. 159—164
53. Hall, H. P.: *The measurement of electrolytic capacitors.* General Radio Experimenter vol. 40 nr. 6, iun. 1966 p. 3—11
54. Crawford, E. C.: *Inductance measurement at audio frequencies.* Marconi Instrumentation vol. 11. nr. 1 (B) apr. 1967 p. 2—7
55. Fulks, R. G., Hall, H. P.: *A new system for measuring the inductance of iron-core coils.* General Radio Experimenter vol. 36 nr. 5, mai 1962 p. 3—12
56. *Model DRZ-2M Impedance measuring set,* „Ando Electronic" Catalog (Japonia)
57. *Model GB-11 Impedance bridge,* „Radiometer" Catalog (Danemarca)
58. Grossman, S. E.: *Automated testing pays off for electronic system makers.* Electronics vol. 47 nr. 19, sep. 1974 p. 95—109
59. Holtje, M.C., Hall, H. P.: *A high-precision impedance comparator.* General Radio Experimenter vol. 30 nr. 11, apr. 1956 p. 1—7
60. *KVZT Toleranz-und Verlustfaktorzeiger,* „Rohde & Schwarz" München, Datenblatt 550100, D-2
61. Leong, R.: *The automatic impedance comparator.* General Radio Experimenter vol. 42 nr. 6—7, iun.-iul. 1968 p. 10—17
62. Berberian, J. G., Cole, R. H. *Low-frequency bridge for guarded three-terminal and four-terminal measurements of admittance.* Rev. Sci. Instr. vol. 40 nr. 6, iun. 1969 p. 811—817
63. Crovini, L., Kirby, C.G.M.: *Resistance comparisons at nanovolt level using an isolating current ratio generator.* Rev. Sci. Instr. vol. 41 nr. 4, apr. 1970 p. 493-497
64. Yoshimoto, K.: *A new universal bridge with simplified semiautomatic tuning.* Hewlett-Packard Journal vol. 18 nr. 1. aug. 1966 p. 1—7
65. Schmidt, T., Kolbe, D.: *Automatik-Präzisionsmessbrücke RLCB.* Neues von Rohde & Schwarz nr. 36, apr.-mai 1969 p. 15—20
66. Calvert, R., Mildwater, J.: *Self-balancing transformer ratio-arm bridges.* Electronic Engineering vol. 35 nr. 430, dec. 1963 p. 782—787
67. Fulks, R.G.: *The automatic capacitance bridge.* General Radio Experimenter vol. 39 nr. 4, apr. 1965 p. 3—12
68. Maeda, K.: *An automatic, precision 1 MHz digital LCR-meter.* Hewlett-Packard Journal vol. 15 nr. 7, mar. 1974 p. 2—9
69. Wind, M.: *Handbook of electronic measurements,* vol. I. Polytechnic Press, New York 1960
70. Nicolau, Edm.: *Măsurări în radiotehnică,* vol. II. Editura tehnică București 1956
71. Huntley, L. E., Jones, R. N.: *Lumped parameter impedance measurements.* Proc. IEEE vol. 55 nr. 6, iun. 1967 p. 900—911

72. Millea, A.: *Metrologia mărimilor electrice la frecvențe înalte și microunde,* Partea I-a. Calitatea Producției și Metrologie, vol. 3(20) nr. 4, apr. 1973 p. 222—230

73. Kito, S., Hasegawa, K., *Measuring Q — easier and faster.* Hewlett-Packard Journal vol. 22 nr. 1, 1970 p. 10—15

74. Durbeck, B.: *Digital Q-meter WDM.* News from Rohde & Schwarz vol. 10 nr. 45, 1970 p. 20—22

75. Schmidt, T.: *New inductance and capacitance meters LRT and KRT.* News from Rohde-Schwarz vol. 8 nr. 30, apr.-mai 1968 p. 36—40

76. Gildea, D. R., Rytand, W. A.: *Network analysis in the range 100 kHz to 110 MHz.* Hewlett-Packard Journal vol. 21 nr. 4, dec. 1969 p. 2—11.

77. Richter, J., Rathai, W., Diezel, W.: *Impedanzwobbler ZWD, ein Vierpolmessplatz grosser Dynamik und hoher Genauigkeit für 10 bis 1000 MHz.* Neues von Rohde & Schwarz vol. 12 nr. 55, iun-iul. 1972 p. 21—25

14.

Măsurarea dispozitivelor electronice

Diversitatea, în continuă creştere, a tipurilor de dispozitive electronice care se produc, face necesară determinarea unui număr mare de parametri, utilizaţi pentru proiectarea, atît a dispozitivelor cît şi a circuitelor.

În acest capitol sînt prezentate cîteva metode folosite la stabilirea parametrilor principali ai dispozitivelor electronice active: diode, tranzistoare, circuite integrate şi tuburi. Un spaţiu aparte este rezervat măsurărilor la înaltă frecvenţă care se fac prin metode coaxiale.

14.1. TRASORUL DE CARACTERISTICI

Ridicarea caracteristicilor statice ale dispozitivelor electronice cu ajutorul osciloscopului a devenit o tehnică extrem de răspîndită, fiind foarte economică şi rapidă. Au fost construite aparate specializate — trasoare de caracteristici — care folosesc metoda baleiajului, constînd în aplicarea unui semnal de comandă variabil în timp asupra dispozitivului studiat, urmărindu-se semnalul de răspuns [7, 12].

Schema bloc a unui astfel de aparat este prezentată în figura 14.1, în condiţiile de vizualizare pentru caracteristicile $i_c = f(v_{CE})$, avînd curentul de bază ca parametru.

Redresorul *1* alimentează colectorul tranzistorului cu tensiune redresată monoalternanţă sau dublă alternanţă (fig. 14.2 *a*) printr-un rezistor reglabil R_c, al cărui rol este de a limita puterea disipată de dispozitiv. Tensiunea se reglează cu un variac între zero şi o valoare maximă.

Sincron cu tensiunea de colector, generatorul *2* produce un curent variabil în trepte (fig. 14.2 *b*) sau, pentru tranzistoarele cu efect de cîmp, o tensiune variabilă în trepte. Polaritatea acestui semnal poate fi inversată printr-un comutator. Este prevăzută posibilitatea de adunare (sau scădere) a unui curent continuu, de la sursa *3*, la semnalul generatorului de trepte cu sumatorul *4*.

Dat fiind faptul că anumiţi parametri variază sensibil cu temperatura, trasorul de caracteristici este prevăzut cu un generator de impulsuri *5*. Acesta

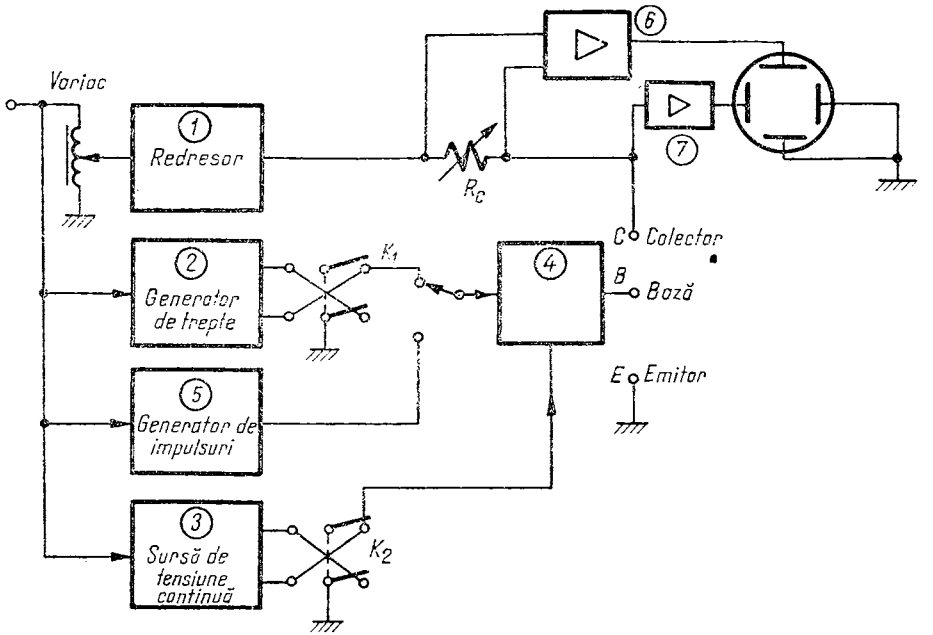


Fig. 14.1. Schema bloc a trasorului de caracteristici

este declanșat în momentele în care tensiunea redresorului *1* ajunge la valoarea maximă (fig. 14.2 *c*). Durata impulsurilor este standardizată la valorile 80 μs și 300 μs. Puterea medie disipată de dispozitivul studiat se reduce, în felul

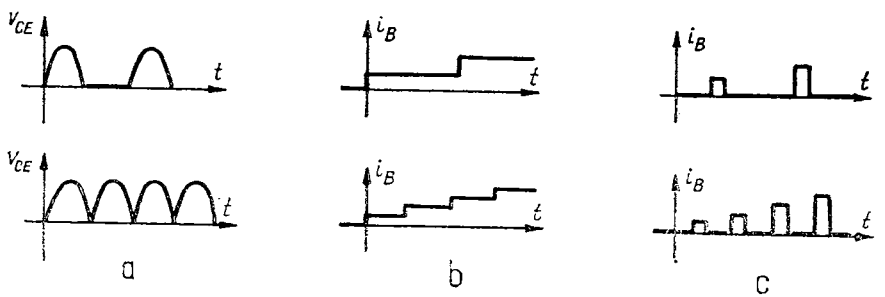


Fig. 14.2. Tensiuni și curenți generate de trasorul de caracteristici:
a — v_{CE}; *b* — i_B; *c* — i_B la măsurări de putere (izoterme)

acesta, cu cîteva ordine de mărime față de cazul în care alimentarea s-ar face cu trepte de tensiune (sau curent).

Pentru măsurările curente, trasorul de caracteristici este prevăzut cu un set de socluri adaptate la capsulele standardizate.

14.2. MĂSURAREA DIODELOR SEMICONDUCTOARE

14.2.1. CARACTERISTICI STATICE

Ridicarea caracteristicilor statice la diodele semiconductoare se poate face punct cu punct, prin utilizarea unui ampermetru și a unui voltmetru (fig. 14.3). Sensibilitatea aparatelor de măsură și rezistențele lor interne limitează zonele din caracteristică ce pot fi studiate.

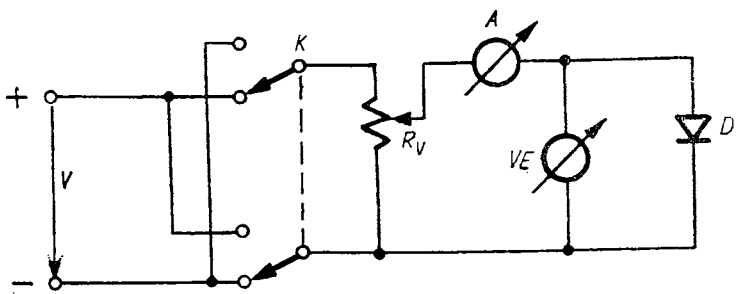


Fig. 14.3. Determinarea caracteristicii statice la o diodă semiconductoare

O informație mult mai rapidă asupra comportării diodelor se obține prin utilizarea trasorului de caracteristici. Dioda studiată se conectează între bornele E și C al eaparatului (v. fig. 14.1). Tensiunea aplicată poate să fie neredresată, permițînd observarea caracteristicii simultan în ambele cadrane de lucru.

Diodele de putere se măsoară, de obicei, în impulsuri scurte (80—300 μs), la un factor de umplere mai mic sau egal cu 1/100. Se evită astfel variația tensiunii directe din cauza ridicării temperaturii joncțiunii.

14.2.2. MĂSURAREA PARAMETRILOR DINAMICI

Schema echivalentă completă a unei diode semiconductoare este reprezentată în figura 14.4 *a*, unde C_A este capacitatea proprie a capsulei, L_s este inductanța terminalelor diodei, C_B este capacitatea între metalizările structurii semiconductoare, R_s este rezistența serie a semiconductorului, C_j este capacitatea joncțiunii și R_j este rezistența de pierderi a C_j.

Pentru frecvențe pînă la cîteva zeci de megahertzi se folosește schema echivalentă simplificată din figura 14.4 *b*, în care C_d înglobează toate capacitățile din circuitul echivalent complet (L_s, de ordinul a 10^{-9} H, se neglijează) și R_d este rezistența echivalentă de pierderi.

Măsurarea parametrilor schemei echivalente se poate face la punte. Aceasta trebuie să fie prevăzută cu posibilitatea de a polariza dioda în curent

continuu, deoarece atît R_d cît și C_d depind de punctul static de funcționare. O măsurare corectă impune ca semnalul alternativ care se aplică dispozitivului să fie cît mai mic (de ordinul milivolților). În caz contrar, apar erori care cresc în zonele cu neliniarități pronunțate ale caracteristicilor.

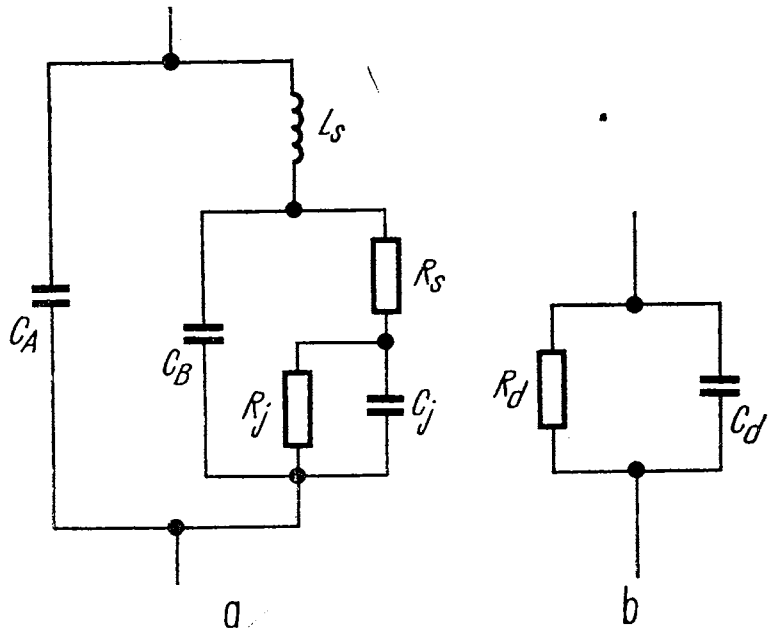


Fig. 14.4. Schema echivalentă a unei diode semiconductoare:
a — schema echivalentă completă; *b* — schema echivalentă simplificată

Schema prezentată în figura 14.5 folosește pentru măsurarea capacității diodelor o metodă de rezonanță. Frecvența de lucru este fixă și depinde de valoarea inductanței L și a capacității echivalente $C_{ech} = (C_1 + C_V)_{max}$. Capacitorul semireglabil C_1 compensează capacitatea parazită a monturii, în absența diodei, la valoarea maximă C_{VM} a capacitorului variabil, prin aducerea circuitului la rezonanță. După operația de compensare se introduce dioda și se

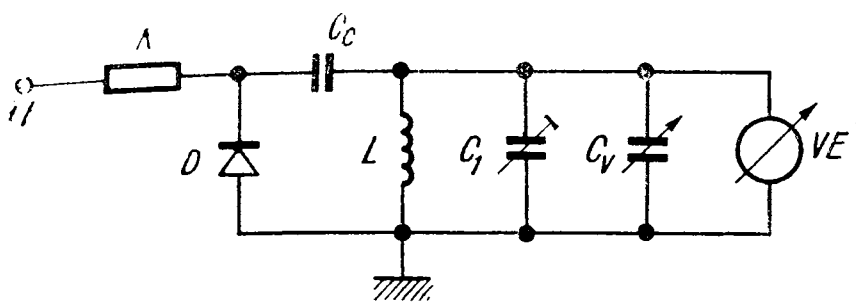


Fig. 14.5. Măsurarea C_d printr-o metodă de rezonanță

reacordează circuitul prin micșorarea valorii capacitorului variabil la C_{V_1}. Capacitatea diodei este dată de diferența $C_{VM} - C_{V_1}$.

Estimarea rezistenței de pierderi a diodei se face din măsurarea factorului de calitate al circuitului, cu și fără diodă. Această metodă este foarte precisă și se utilizează într-o gamă largă de frecvențe (de la zeci de kilohertzi pînă la cîteva zeci de megahertzi).

14.2.3. MĂSURAREA PARAMETRILOR DE COMUTAȚIE

Funcționarea diodei în regim de comutație este caracterizată de următorii timpi (fig. 14.6):

- timpul de comutație directă t_{cd};
- timpul de stocare t_s;
- timpul de cădere, t_c.

Măsurarea timpului de comutație directă se face pe un montaj ca cel prezentat în figura 14.7. Dioda D este polarizată în conducție inversă cu o tensiune V_P, care se aplică prin inductorul L. Inductanța acestuia se alege suficient de mare pentru ca, pe timpul comutării, curentul introdus în circuit

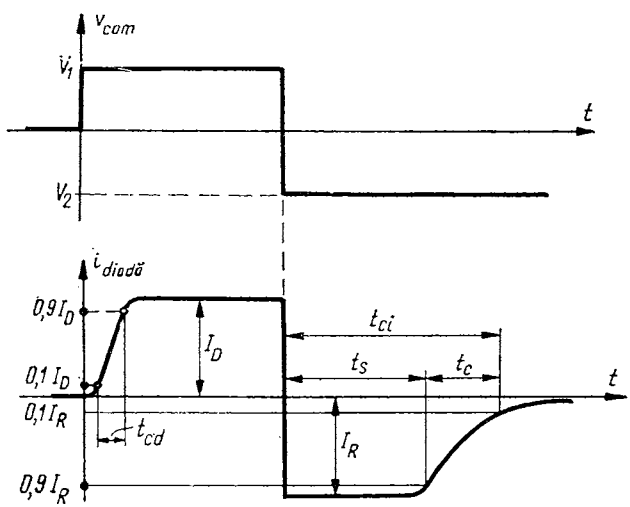


Fig. 14.6. Definirea timpilor de comutație la diode

de generatorul de impulsuri să circule numai prin diodă. Rezistorul de sarcină R_L, neinductiv, este de obicei chiar rezistența de intrare a unui osciloscop cu eșantionare. În cazul măsurărilor efectuate cu un osciloscop a cărui impedanță de intrare este 1 MΩ, tensiunea de pe R_L se citește cu o sondă atenuatoare (1/10, de exemplu), care are o capacitate parazită mică (cîțiva picofarazi).

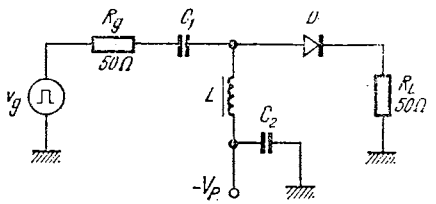


Fig. 14.7. Măsurarea t_{cd}

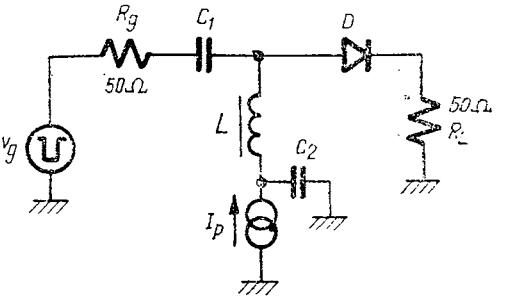


Fig. 14.8. Măsurarea t_{ci}

Timpul de comutație inversă se măsoară ca în figura 14.8. Dioda D este polarizată cu un curent I_P în conducție directă. Un impuls negativ de durată suficient de mare comută dispozitivul în conducție inversă. Curentul I_R se reglează prin variația amplitudinii impulsului de la generator.

14.2.4. MĂSURĂRI LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

Apariția diodelor semiconductoare care lucrează în domeniul microundelor a condus la elaborarea unor tehnici speciale pentru măsurători. În gama frecvențelor inferioare (0,1 — 3 GHz), sistemele de măsură au o construcție coaxială sau plană (linii strip și microstrip).

La frecvențe mai mari se folosesc ghiduri de undă care au pierderi mici și o puritate mai bună a modurilor de propagare decît liniile [4].

Măsurarea rezistenței.

Măsurarea rezistenței R_s se poate face prin metoda transmisiei la rezonanță [3, 11]. Dioda se montează într-un ghid de undă cu înălțimea redusă la dimensiunea corpului ceramic al capsulei. Schema echivalentă din figura 14.4 se reduce la un circuit serie LCR, ca în figura 14.9 *a*. Circuitul este adus la

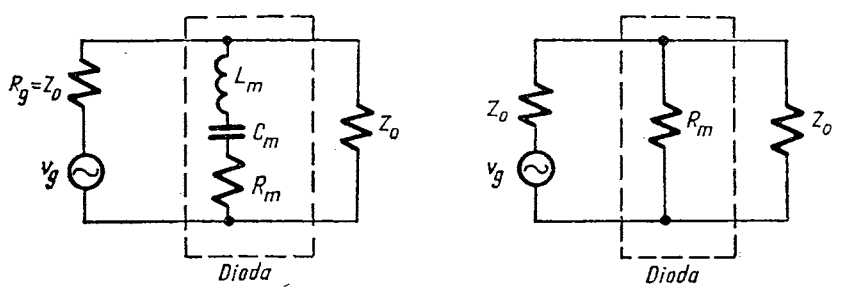


Fig. 14.9. Schema echivalentă a unei diode semiconductoare montată în ghid de undă cu înălțimea redusă:

a — la o frecvență oarecare; *b* — la rezonanță

rezonanță prin alegerea corespunzătoare a tensiunii de polarizare sau prin baleiajul frecvenței (fig. 14.9 *b*). Măsurarea constă în determinarea următoarelor mărimi:

● raportul pierderilor de transmisie la rezonanță T, definit ca raportul dintre puterea transmisă în absența diodei și puterea transmisă cu dioda montată, la rezonanță;

● frecvențele f_1 și f_2, de o parte și de alta a frecvenței de rezonanță, la care puterea transmisă se dublează.

Pentru $T \gg 2$ (inegalitatea este valabilă pentru majoritatea diodelor de microunde), parametrii circuitului echivalent sînt dați de expresiile [11]

$$\begin{aligned} R_m &= (Z_0/2)/(\sqrt{T} - 1) \\ C_m &= [(f_1 - f_2)/(f_1 f_2)] \cdot (1/2\pi R_m) \\ L_m &= 1/4\pi^2 f_1 f_2 C_m \end{aligned} \tag{14.1}$$

unde

Z_0 este impedanța caracteristică a ghidului de undă cu înălțime redusă și are expresia

$$Z_0 = 754 \cdot (b/a) \cdot (\lambda_g/\lambda_0) \tag{14.2}$$

λ_g și λ_0 sînt lungimile de undă în ghid și, respectiv, în aer, corespunzătoare frecvenței de măsură;

a și b sînt lățimea și, respectiv, înălțimea ghidului de undă.

Determinarea factorilor de merit.

Un factor de merit este o mărime destinată caracterizării calității unui dispozitiv în vederea deducerii anumitor performanțe. În regim de semnal mic se definesc, pentru o diodă, următorii factori de merit statici:

● frecvența de tranziție, la o polarizare dată, este frecvența la care reactanța capacității joncțiunii diodei este egală cu rezistența R_s

$$f_c(v) = 1/2\pi R_s C_j(v) \tag{14.3}$$

● factorul de calitate static, la o polarizare dată, este raportul dintre frecvența de tranziție $f_c(V)$ și frecvența la care acesta se calculează

$$Q(V) = f_c(V)/f \tag{14.4}$$

Factorii de merit dinamici ai unei diode se măsoară la semnal mare și se definesc astfel:

● frecvența de tranziție dinamică este definită de relația

$$\tilde{f}_c = (1/C_{jmin} - 1/C_{jmax})/2\pi R_s \tag{14.5}$$

unde C_{jmin} este capacitatea măsurată la polarizare inversă, aproape de străpungere și C_{jmax} este capacitatea măsurată la polarizare directă; punctele de polarizare se obțin la același curent (uzual 10 μA) [11];

● factorul de calitate dinamic se definește prin expresia

$$\tilde{Q} = S_1/\omega R_s \tag{14.6}$$

în care s-a notat cu ω pulsația corespunzătoare frecvenței de măsură și S_1 este primul termen din dezvoltarea în serie Fourier a capacitanței $S(t) = 1/C(t)$, corespunzătoare capacității joncțiunii diodei

$$S(t) = \sum_{m=-\infty}^{-\infty} S_m \cdot \exp(jm\omega t) \tag{14.7}$$

S-a presupus că semnalul aplicat diodei este de forma

$$v(t) = 2\ V_0 \cdot \exp(j\omega t) \tag{14.8}$$

V_0 fiind jumătate din tensiunea de străpungere a diodei (la un curent invers de 10 μA). Dioda se polarizează în conducție inversă cu o tensiune V_0. Calculul acestui parametru este extrem de laborios și cere cunoașterea foarte precisă a legii de variație a capacității cu tensiunea aplicată.

Factorii de merit dinamici dau o descriere mai bună a calității diodei; totuși, această descriere este departe de a fi completă. Frecvența de tranziție, de exemplu, depinde numai de valorile capacității în două condiții extreme, fără a se ține seama de modul în care se produce variația capacității, la diferite polarizări. Factorul de calitate dinamic $\tilde{Q}$, deoarece depinde de coeficienții Fourier ai capacitanței $S(t)$, este un indice al calității diodei mai apropiat de realitate.

14.3. MĂSURAREA TRANZISTOARELOR

14.3.1. MĂSURAREA PARAMETRILOR STATICI

Caracteristicile statice ale tranzistoarelor exprimă legătura dintre curenți și tensiunile aplicate pe diferiți electrozi în regim staționar (continuu sau lent variabil).

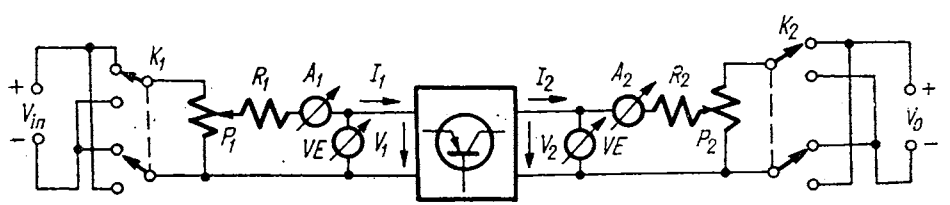


Fig. 14.10. Schemă de principiu pentru ridicarea caracteristicilor statice la tranzistoare

Ridicarea caracteristicilor statice prin metoda punct cu punct se face cu un montaj a cărui schemă este dată în figura 14.10. Rezultatul măsurătorilor reprezintă dependența a două mărimi, avînd o a treia mărime ca

parametru (de exemplu, $I_c = f(I_B)$ pentru V_{CE} = contant). Deşi este foarte simplă, metoda prezintă cîteva dezavantaje: este lentă, valorile tensiunilor şi curenţilor sînt limitate de puterea pe care o poate disipa tranzistorul. Menţinerea unei precizii bune limitează şi mai mult tensiunea şi curenţii de alimentare la valori care să nu modifice temperatura joncţiunilor dispozi-

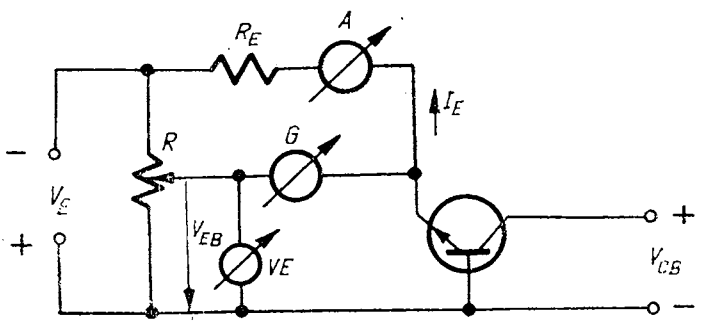


Fig. 14.11. Ridicarea caracteristicilor de intrare, în montaj *BC*, printr-o metodă de compensare

tivului studiat. De asemenea, rezultatele măsurărilor trebuie corectate în funcţie de rezistenţele interne ale aparatelor de măsură.

Acest din urmă inconveninet se poate elimina prin metode de compensare [8] (fig. 14.11). Tensiunea V_{BE} este măsurată indirect, prin aducerea indicaţiei galvanometrului G la zero, cu ajutorul rezistorului R. În felul acesta voltmetrul nu mai absoarbe curent din circuitul de alimentare al emitorului. Tehnica descrisă permite măsurări foarte precise, dar necesită un număr mai mare de aparate.

Măsurările în impulsuri, la un factor de umplere mic, asigură un regim apropiat de cel izoterm. Practic, pentru un rezultat precis, trebuie să se ţină seama de următorii factori:

- la tranzistoarele cu constante de timp termice mici se aplică impulsuri de frecvenţă joasă şi durată redusă, pentru evitarea încălzirii;
- durata impulsurilor se alege astfel încît să se poată neglija efectul timpilor de tranzit;
- fronturile impulsurilor trebuie să fie destul de mari, altfel apar răspunsuri cu supracreşteri, care deformează imaginea de pe ecran, la vizualizarea cu osciloscopul;
- cuplajele şi elementele parazite să fie reduse la minimum.

Citirea rezultatului măsurărilor se face cu instrumente de vîrf sau cu osciloscoape de bandă largă.

Folosirea trasorului de caracteristici permite să se obţină o economie însemnată de timp şi o precizie bună. Aparatele moderne pot afişa caracteristici la scările 5 mV /diviziune şi 0,2 nA/diviziune. Deoarece trasorul lucrează în regim de curent variabil, puterea medie disipată de tranzistor este de cîteva ori mai mică decît la metoda punct cu punct.

14.3.2. MĂSURAREA PARAMETRILOR LA SEMNAL MIC

Funcționarea tranzistorului ca element de circuit este caracterizată de patru mărimi variabile: curenții și tensiunile de intrare și de ieșire (fig. 14.12) Deoarece numai două dintre aceste mărimi pot fi independente, rezultă șase moduri diferite de a scrie relațiile dintre ele. În practică sînt folosiți cu precă-

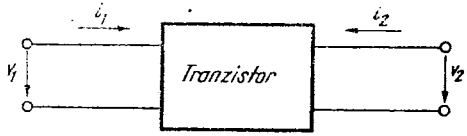


Fig. 14.12. Tranzistorul reprezentat printr-un cuadripol

cădere parametrii impendanță (z_{ij}), admitanță (y_{ij}) și hibrizi (h_{ij}), definiți de relațiile următoare

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{14.9}$$

Circuitele echivalente corespunzătoare sînt prezentate în figura 14.13. Tabelul 14.1 indică relațiile de transformare între parametrii definiți mai sus.

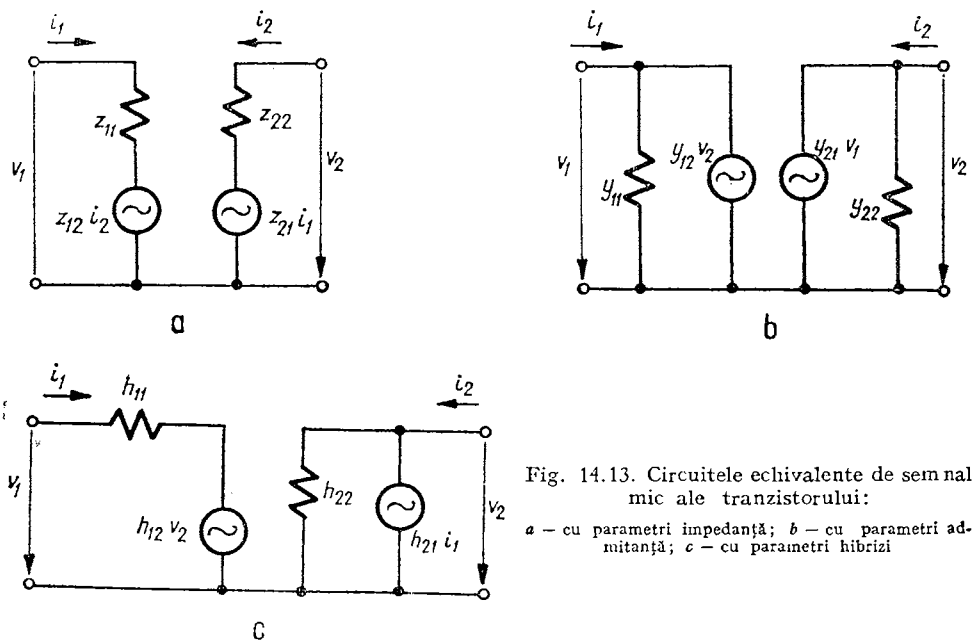


Fig. 14.13. Circuitele echivalente de semnal mic ale tranzistorului:
a — cu parametri impedanță; *b* — cu parametri admitanță; *c* — cu parametri hibrizi

Acești parametri se definesc în regim de semnal mic, adică semnalul de măsură are amplitudinea mică în comparație cu tensiunea (curentul) din punctul static de funcționare sau cu kT/e (k este constanta lui Boltzmann, T este temperatura absolută a dispozitivului și e este sarcina electronului).

Tabelul 14.1 **Relații de transformare între parametrii h, y și z**

$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$	$y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$	$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$	$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$
$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$	$h_{12} = \frac{-y_{12}}{y_{11}}$	$h_{12} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$	$h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}}$
$z_{11} = \frac{\Delta h}{h_{22}}$	$z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}$	$z_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}}$	$z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$
$h_{11} = \frac{\Delta z}{z_{22}}$	$h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}}$	$h_{21} = \frac{-z_{21}}{z_{22}}$	$h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$
$y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta z}$	$y_{12} = \frac{-z_{12}}{\Delta z}$	$y_{21} = \frac{-z_{21}}{\Delta z}$	$y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta z}$
$z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta y}$	$z_{12} = \frac{-y_{12}}{\Delta y}$	$z_{21} = \frac{-y_{21}}{\Delta y}$	$z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta y}$

S-a notat: $\triangle h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

$\triangle y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$

$\triangle z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$

În alcătuirea schemei și executarea măsurării parametrilor de cuadripol trebuie să se țină seama de o serie de considerente:

- rezultatele trebuie să nu fie influențate de conectarea generatorului și a instrumentului de măsură;
- semnalul de lucru să fie suficient de mic pentru a menține tranzistorul în regiunea liniară a caracteristicilor;
- elementele parazite au un efect negativ asupra preciziei măsurătorilor, deci trebuie eliminate.

Măsurarea imitanțelor de intrare și de ieșire.

Parametrul h_{11} este impedanța de intrare a tranzistorului, măsurată cu ieșirea în scurtcircuit.

$$h_{11} = v_1|i_1|_{v_2=0} \tag{14.10}$$

La frecvențe joase (valoare uzuală — 1 kHz) efectul capacităților interne ale tranzistorului este neglijabil, astfel că valoarea impendanței h_{11} se aproximează prin modulul tensiunii de intrare raportat la modulul curentului de intrare.

În figurile 14.14 *a* și *b* se prezintă schemele de principiu ale montajelor pentru măsurarea parametrului h_{11} în conexiune BC și, respectiv, EC.

Condiția de scurtcircuit la ieșire, în curent alternativ, se realizează cu ajutorul capacitorului C_2, a cărui reactanță trebuie să fie mult mai mică decît impedanța de ieșire a tranzistorului. Se impune ca generatorul de semnal să aibă o rezistență internă R_g cît mai mare (în cazul ideal R_g este infinită).

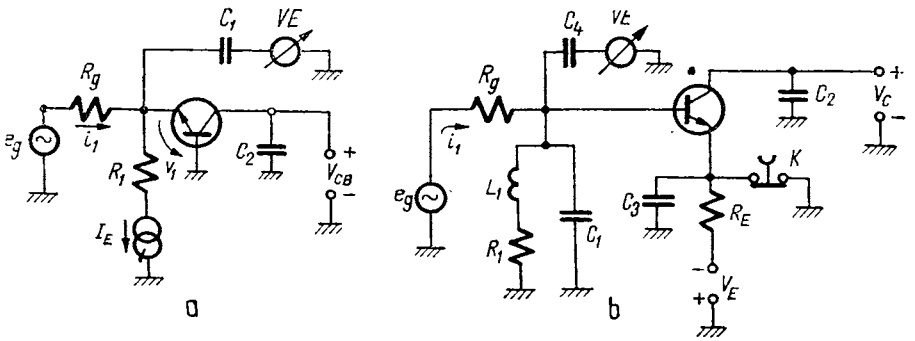


Fig. 14.14. Măsurarea parametrului h_{11}:
a — în conexiune *BC*; *b* — în conexiune *EC*.

Tensiunea V_1 se măsoară cu un voltmetru electronic. Curentul I_1 rezultă din relația

$$I_1 = (E_g - V_1)/R_g. \tag{14.11}$$

Baza se alimentează în curent continuu printr-un circuit derivație cu un factor de calitate ridicat, acordat pe frecvența de lucru a generatorului.

Întreruptorul K este de tipul „normal închis" și se deschide numai după ce tranzistorul a fost introdus în circuit, pe durata măsurătorii. În caz contrar, curentul de descărcare al capacitorului C_3 poate distruge joncțiunea bază-emitor la tranzistoarele de mică putere.

Parametrul h_{22} este admitanța de ieșire a tranzistorului, măsurată cu intrarea în gol

$$h_{22} = i_2/v_2 \,|\, _{i_1=0} \tag{14.12}$$

Tensiunea v_2 este aplică tranzistorului de la un generator de tensiune cu impedanța de ieșire cît mai mică, eventual printr-un transformator coborîtor de tensiune (fig. 14.15), cu un raport de transformare 1/n. Acesta micșorează rezistența care se „vede" în colector de n^2 ori ($n > 1$). Măsurînd tensiunea de pe rezistorul R_L, se deduce $I_2 = V_{R_L}/R_L$. Pentru realizarea condiției de gol la intrare se folosește un circuit acordat paralel.

La tranzistoarele de mică putere, în conexiunea BC, $1/h_{22}$ are valori de ordinul megaohmilor, iar lucrul la semnal mic limitează amplitudinea tensiunii v_2 la 0,1 — 1 V; în aceste condiții trebuie folosit un voltmetru foarte sensibil pentru măsurarea tensiunii V_{R_L}. O altă precauție necesară este ecranarea cît mai bună a circuitului de intrare, care este în gol.

La frecvențe mai mari de cîțiva kilohertzi, elementele reactive interne ale tranzistorului nu se mai pot neglija, ceea ce face ca schemele de măsurare să devină mai complicate, pentru a se determina atît modulul cît și faza parametrilor.

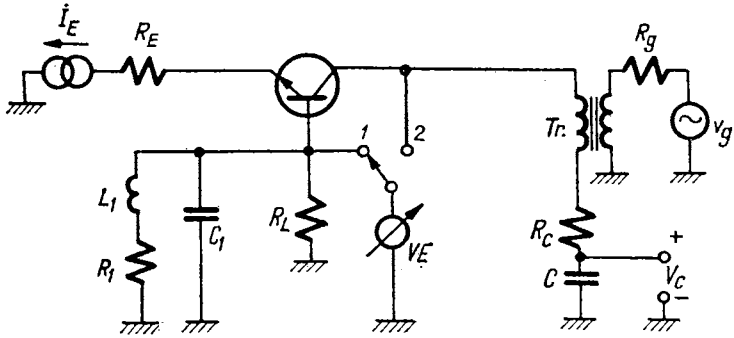


Fig. 14.15. Măsurarea parametrului h_{22e}

În domeniul frecvențelor ridicate se măsoară admitanțele y_{11} și y_{22}, definite de relațiile

$$y_{11} = i_1/v_1|_{v_2=0}, \quad y_{22} = i_2/v_2|_{v_1=0} \tag{14.13}$$

deoarece prezintă avantajul că se realizează mult mai ușor condițiile de scurt-circuit decît cele de gol.

În figura 14.16 este prezentată o schemă pentru măsurarea parametrului y_{11e} printr-o metodă de rezonanță. La bornele circuitului derivație cu elementele L, C, G se citește, la rezonanță, tensiunea V_1. Prin conectare în paralel a admitanței necunoscute y_{11e} se calculează susceptanța $Im\,(y_{11e})$ din variația ΔC a capacității capacitorului C, necesară pentru readucerea circuitului la rezonanță. Conductanța $Re(y_{11e})$ rezultă din expresia

$$Re(y_{11e}) = G \cdot (V_1/V_2 - 1) \tag{14.14}$$

V_1 și V_2 sînt tensiunile măsurate la bornele circuitului derivație în pozițiile etalonare și, respectiv, măsurare.

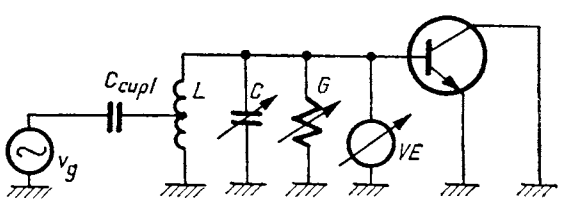


Fig. 14.16. Măsurarea admitanței y_{11e} prin metoda rezonanței

De obicei, conductanța G este variabilă, pentru a se obține o variație a indicației convenabilă, oricare ar fi conductanța de intrare măsurată. Dacă se aranjează ca în poziția etalonare voltmetrul să indice totdeauna tensiunea V_1, pentru o valoare G dată, este posibilă etalonarea scalei instrumentului în valori de conductanță [8].

Măsurarea imitanțelor de intrare și ieșire se face, cu o precizie mai bună, prin metode de nul. Acestea au avantajul unei sensibilități constante într-o gamă largă de frecvență și nu implică folosirea voltmetrelor etalonate, ci numai a unor detectoare de nul. Sînt preferate schemele al căror element variabil este un capacitor, care elimină inconvenientul conductanțelor sau al inductoarelor etalon variabile, independente de frecvență, greu de realizat [7,8].

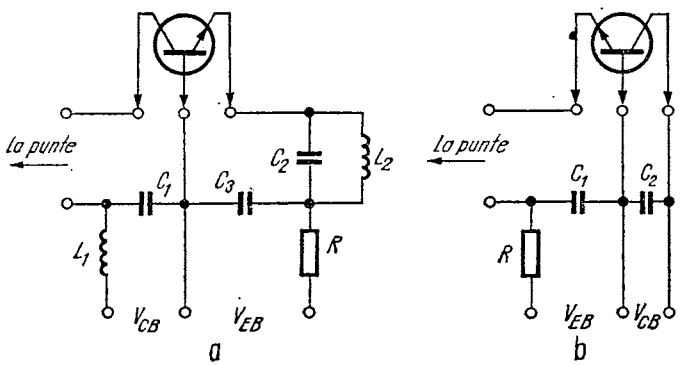


Fig. 14.17. Scheme pentru măsurarea admitanțelor cu ajutorul punții:
a — pentru parametrul y_{22b}; *b* — pentru parametrul y_{11b}

Echipamentul de măsurare constă dintr-un generator de semnal, o punte în care se montează tranzistorul, un detector de nul și un alimentator. În figura 14.17, sînt prezentate cîteva posibilități pentru construirea monturii.

Pentru frecvențe din domeniul 0 — 30 MHz, admitanța măsurată este, de regulă, o capacitate cu pierderi, fiind indicată utilizarea unei punți Schering,

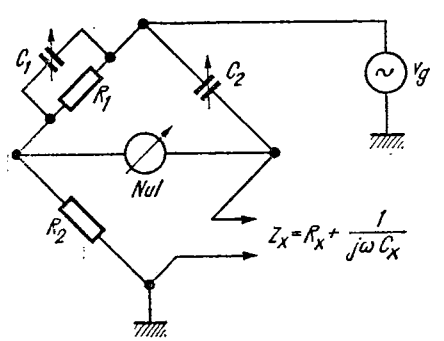


Fig. 14.18. Măsurarea impedanțelor cu puntea Schering

care nu necesită o conductanță etalon reglabilă (fig. 14.18). La echilibru, mărimile necunoscute rezultă din relațiile

$$R_x = R_2 C_1/C_2; \quad C_x = C_2 \cdot R_1/R_2 \tag{14.16}$$

Schema prezintă dezavantajul că nu se pot conecta la masă, în același timp, generatorul și indicatorul de nul. Acest neajuns este eliminat cu circuitul în dublu T din figura 14.19. Înaintea efectuării unei măsurători se echilibrează sistemul cu ajutorul capacitoarelor C_2 și C_5 (rezultă valorile C_2' și C_5'), după care se conectează admitanța necunoscută și se face o nouă echilibrare (rezultă C_2'' și C_5'').

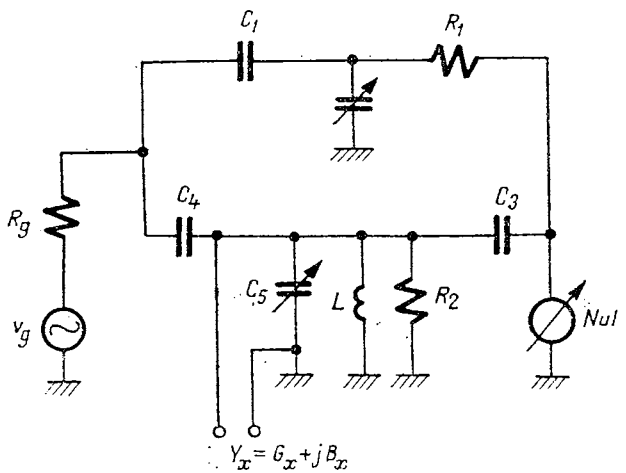


Fig. 14.19. Măsurarea admitanțelor cu un circuit dublu T

Se deduc

$$G_x = (C_2'' - C_2') \cdot \omega^2 \cdot R_1 \cdot C_3 \cdot C_4 / C_1 \tag{14.17}$$

$$C_x = C_5' - C_5'' \tag{14.18}$$

Dependența de ω^2 a lui G_x necesită utilizarea unui generator stabil. Un dezavantaj al metodei îl constituie manipularea greoaie a relației care dă valoarea conductanței G_x. La puntea Schering calculele sînt mult mai simple pentru $R_1 = R_2$ se citește direct $C_x = C_2$) și se pot întrebuința nomograme.

Măsurarea parametrilor de transfer.

Parametru h_{21} este factorul de transfer direct în curent, cu ieșirea în scurtcircuit.

$$h_{21} = i_2/i_1 \,|_{v_2=0} \tag{14.19}$$

În figura 14.20 se prezintă schema de măsură pentru h_{21} în conexiune EC. Condiția de scurtcircuit la ieșire se obține prin alegerea unui rezistor R_L de valoare mică (5 — 50 Ω). Este necesar ca $1/\omega C_2 \ll R_L$ și $\omega L \gg h_{11e}$. Reactanța $1/\omega C_1$ trebuie să fie cît mai redusă la frecvența de lucru. Măsurînd V_g și V_1 se deduce valoarea curentului de intrare $I_1 = (V_g - V_1)/R_g$. Curentul de ieșire este $I_2 = V_2/R_L$.

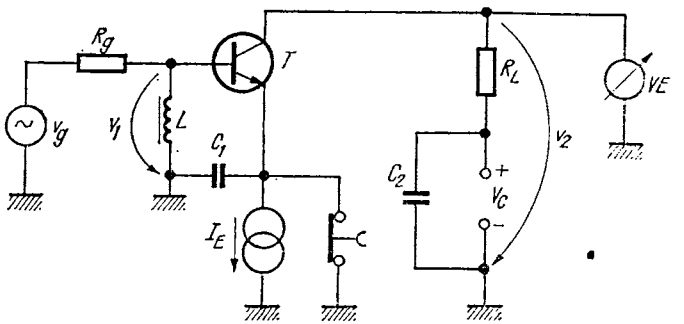


Fig. 14.20. Schemă de principiu pentru măsurarea parametrului h_{21e}

Măsurarea parametrului h_{21} în montaj BC cu metoda descrisă mai sus este dificilă, deoarece acesta are valori foarte apropiate de unitate. Se preferă metode de nul, care sînt mult mai precise. Un exemplu este ilustrat prin schema din figura 14.21. Rezistența internă a detectorului se alege astfel ca $R_{det} \gg R_{1max}$. Din condiția de echilibru rezultă [8]

$$h_{21b} = 1/(1 + R_2/R_1 + j\omega C_1 R_2) \tag{14.20}$$

Schema prezintă dezavantajul că detectorul de nul nu se poate conecta la masă.

O altă schemă de nul, pentru măsurarea h_{21e}, este prezentată în figura 14.22. Prin detectorul de nul, a cărui impedanță trebuie să fie cît mai mică,

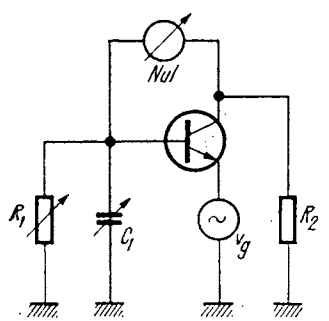


Fig. 14.21. Schemă de măsură pentru parametrul h_{21b} printr-o metodă de nul

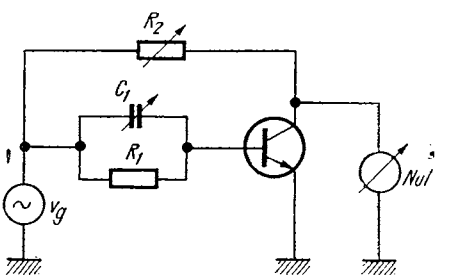


Fig. 14.22. Schemă de măsură pentru parametrul h_{21e} printr-o metodă de nul

circulă curentul de colector al tranzistorului și un curent de compensare injectat de rezistorul R_2, în antifază. Capacitorul menține defazajul între curenți la frecvențe ridicate la 180°. Din condiția de echilibru rezultă [8]

$$h_{21e} = -(R_1/R_2)/(1 + j\omega C_1 R_1) \tag{14.21}$$

Parametrul h_{12} este factorul de transfer în tensiune de la ieșire la intrare (sau factor de reacție internă) și se măsoară cu intrarea în gol:

$$h_{12} = v_1/v_2|_{i_1=0} \tag{14.22}$$

O schemă posibilă pentru măsurarea lui h_{12e} este prezentată în figura 14.23 *a*. Rezistorul R_B trebuie dimensionat astfel ca $R_B \gg h_{11e\,max}$; eventual

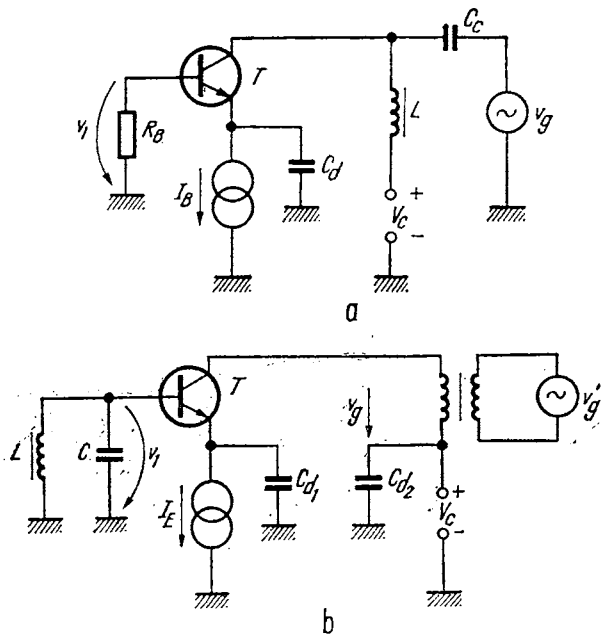


Fig. 14.23. Scheme de principiu pentru măsurarea parametrului h_{12e}:
a — cu rezistență în circuitul bazei; *b* — cu circuit acordat derivație în circuitul bazei

polarizarea bazei se face printr-un circuit rezonant paralel (figura 14.23. *b*). Deoarece h_{12e} are valori de ordinul $10^{-3} \div 10^{-4}$ și impendanțele conectate la intrarea tranzistorului sînt foarte mari, este necesar un ecranaj foarte bun între ieșire și intrare. Capacitatea parazită dintre colector și bază trebuie fie să cît mai mică. Parametrul h_{12e} se obține din relația

$$|h_{12e}| = V_1/V_g. \tag{14.23}$$

14.3.3. MĂSURAREA ELEMENTELOR SCHEMEI ECHIVALENTE

Simularea comportării tranzistorului la înaltă frecvență se poate face cu circuitul echivalent natural sau circuit echivalent Giacoletto (fig. 14.24). Schema își păstrează valabilitatea pînă la frecvențe apropiate de f_T, parametrii ei rămînînd independenți de frecvență pentru $f < (0{,}3 \ldots 0{,}4) f_T$.

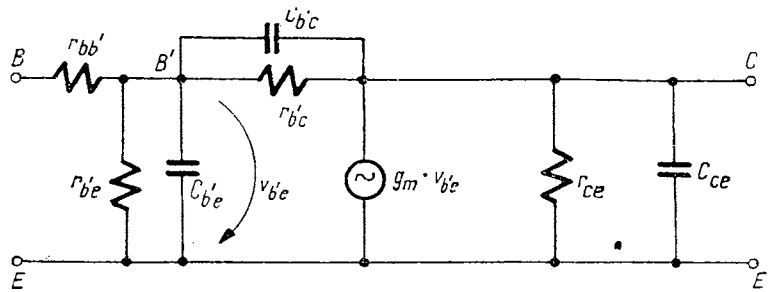


Fig. 14.24. Circuitul echivalent natural (Giacoletto) al tranzistorului

Măsurarea rezistenței de bază.

O metodă uzuală de determinare a rezistenței $r_{bb'}$, constă în măsurarea rezistenței de intrare $Re\,(h_{11e})$ la frecvențe cît mai ridicate (de obicei $f \geqslant f_1$). Măsurarea valorii rezistenței $r_{bb'}$, în acest mod se face printr-un procedeu cunoscut (în punte, cu voltmetrul, etc.) ca în figura 14.25.

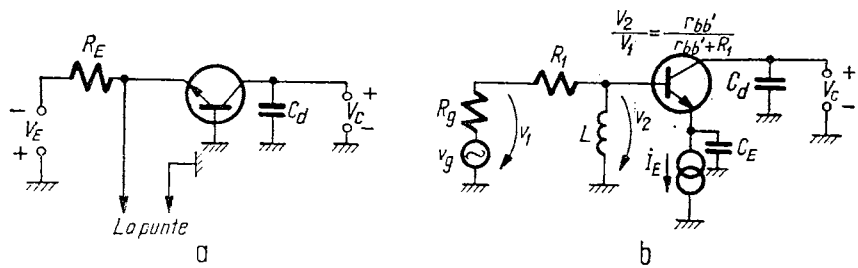


Fig. 14.25. Măsurarea parametrului $r_{bb'}$:
a — cu ajutorul punții; *b* — cu voltmetrul

La tranzistoarele pentru care f_1 are valori maxime de cîteva zeci de megahertzi se poate utiliza schema din figura 14.26. Valoarea rezistenței $r_{bb'}$ rezultă din compararea tensiunii V_1, măsurată pe rezistorul R_1, cu tensiunea V_2, măsurată la intrarea tranzistorului

$$r_{bb'} = R_1 \cdot V_2/V_1 \qquad (R_g \ll r_{bb'};\quad R_g \ll R_1) \tag{14.24}$$

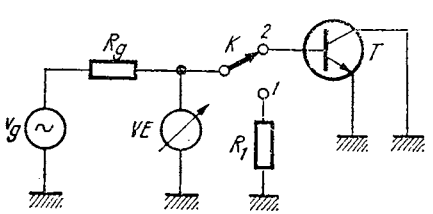


Fig. 14.26. Determinarea rezistenței de bază $r_{bb'}$ prin metoda comparației

În montaj BC se definește o rezistență de bază de reacție $r_{b'b}$. Măsurările se fac cu un circuit ca cel din figura 14.27, cu emitorul în gol. În pozițiile *1* și *2* ale comutatorului K se măsoară tensiunile V_1 și V_2 proporționale cu $r_{b'b}$ și, respectiv, R_B. Valoarea $r_{b'b}$ este $r_{b'b} = R_B \cdot V_1/V_2$. Dacă se lucrează cu un rezistor variabil, se poate stabili pentru pozițiile *1* și *2* ale comutato-

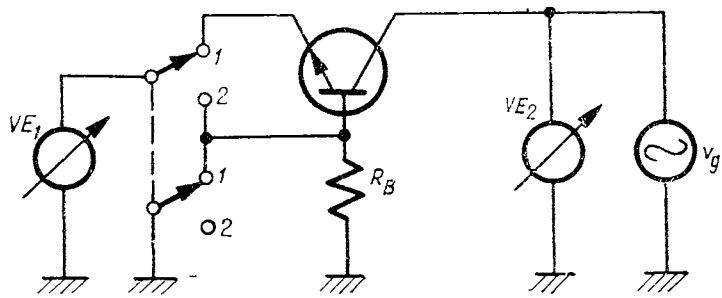


Fig. 14.27. Determinarea rezistenței de bază de reacție $r_{b'b}$

rului aceiași indicație a voltmetrului; în acest caz $r_{b'b} = R_B$. Voltmetru poate să nu fie etalonat.

Măsurarea elementelor circuitului de intrare ale tranzistorului.

Montajul din figura 14.28 *a* permite măsurarea simultană a elementelor $r_{bb'}$, $r_{b'e}$ și $C_{b'c}$, din schema echilvalentă Giacoletto. Deoarece tranzistorul are colectorul la masă (pentru curentul alternativ), schema sa echivalentă se simplifică (fig. 14.28 *b*). Între elementele punții există relațiile: $R_3 = R_4$ și $R_5 = R_6$. La frecvențe înalte echilibrul se realizează prin ajustarea valorii rezistorului R_2, iar la frecvențe joase se reglează R_1 și C. Valorile elementelor necunoscute sînt date de relațiile [7, 8]

$$r_{bb'} = R_2; \quad r_{b'e} = R_1; \quad C_{b'e} + C_{b'c} = C \tag{14.25}$$

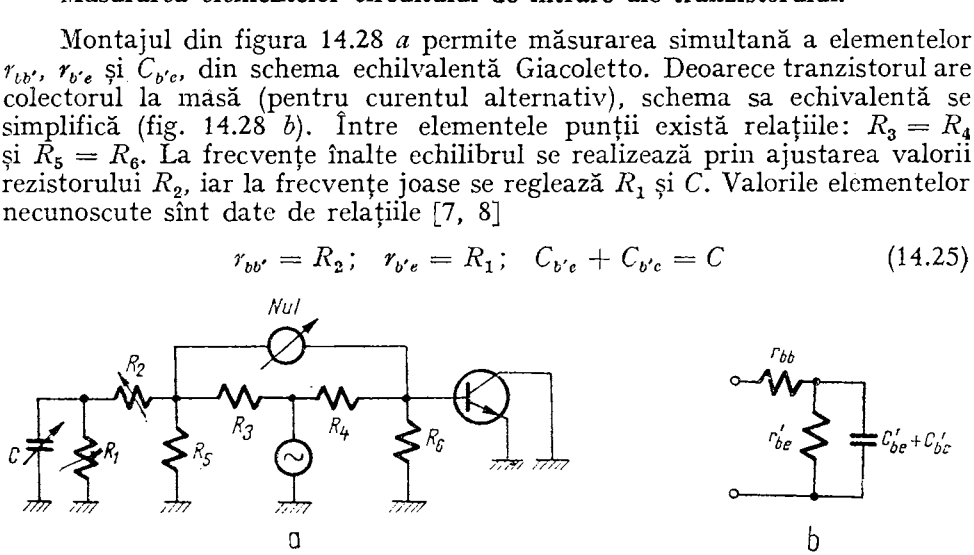


Fig. 14.28. Măsurarea elementelor circuitului de intrare al tranzistoarelor:
a — schema de principiu; *b* — schema echivalentă a circuitului de intrare

Măsurarea capacității $C_{b'c}$.

Capacitatea $C_{b'c}$ se măsoară în conexiune BC, cu intrarea în gol, la o frecvență f pentru care: $r_{bb'} \ll 1/2\pi f C_{b'c}$; $r_{b'c} \ll 1/2\pi f C_{b'c}$.

În figura 14.29 se prezintă o schemă industrială pentru măsurarea $C_{b'c}$. Se stabilește o deviație a voltmetrului pentru o valoare oarecare a capacității de exemplu C_1 ($C_1 > C_{b'c}$), apoi se introduce tranzistorul în soclu micșorînd valoarea capacității pînă cînd se citește pe voltmetru tensiunea inițială.

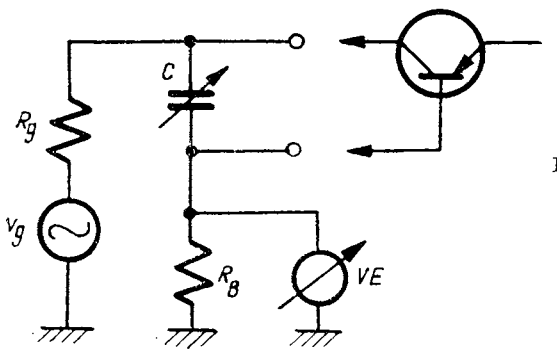


Fig. 14.29. Schemă industrială utilizată la determinarea capacității $C_{b'c}$

Rezultă: $$C_{b'c} = C_1 - C_2 \qquad (14.26)$$

14.3.4. MĂSURAREA FRECVENȚELOR LIMITĂ

Studiul amplificării tranzistoarelor la diferite frecvențe indică o caracteristică de forma celei din figura 14.30. Curba de variație a parametrilor $|h_{21e}|$ și $|h_{21b}|$ permite precizarea a cîteva frecvențe a căror cunoaștere este foarte importantă:

- f_β este frecvența la care $|h_{21e}|$ scade cu 3 dB față de valoarea la joasă frecvență;
- f_T este frecvența obținută prin extrapolarea caracteristicii în zona de scădere cu 6 dB /octavă la $|h_{21e}| = 1$;

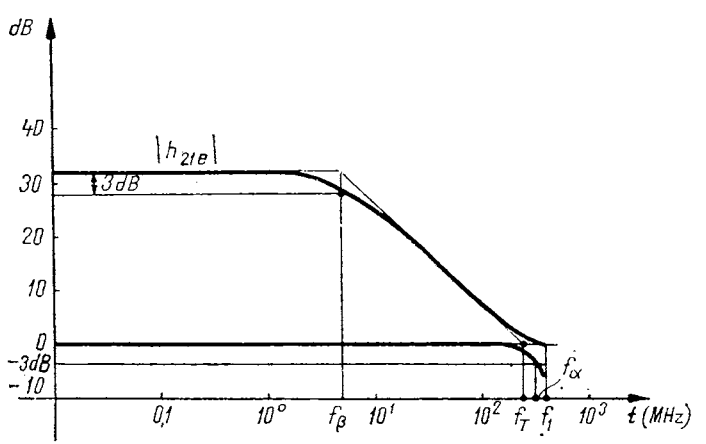


Fig. 14.30. Definirea frecvențelor caracteristice ale tranzistoarelor

● f_1 este frecvența la care $|h_{21e}| = 1$;

● f_α este frecvența la care $|h_{21b}|$ scade cu 3 dB față de valoarea la joasă frecvență;

● f_{max} (neindicată pe figură) este frecvența la care cîștigul în putere scade la 0 dB (frecvența maximă de oscilație).

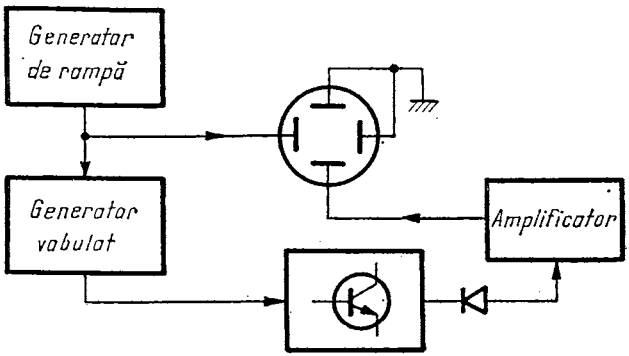


Fig. 14.31. Schema bloc a unei instalații utilizată la determinarea variației parametrului $|h_{21}|$ cu frecvența

O metodă generală de măsurare a variației $|h_{21}|$ utilizează un generator de semnal vobulat, un detector, un amplificator și un osciloscop (fig. 14.31). Pe ecranul osciloscopului apare una din curbele prezentate în figura 14.30. Acest sistem permite o citire rapidă și destul de precisă a frecvențelor caracteristice și se folosește cu succes pînă la cîteva zeci de megahertzi.

La frecvențe mai mari, însă, toate elementele parazite care apar în montajul de măsură afectează precizia determinărilor și pot produce oscilații nedorite. O altă limitare este produsă de zgomotul propriu al diodei detectoare, care nu permite măsurarea tensiunilor mici de pe rezistențele din colector.

Măsurarea frecvenței de tranziție

Majoritatea metodelor de măsură se bazează pe faptul că $|h_{21e}|$, la frecvențe $f \geqslant 5f_\beta$, scade constant cu 6 dB/octavă. În această zonă produsul amplificare — bandă este constant, adică:

$$f_T = |h_{21e}|_f \cdot f \qquad (14.27)$$

unde f este frecvența de măsură.

În figura 14.32 este prezentată o schemă pentru determinarea f_T cu formula de mai sus. În poziția *1* se măsoară tensiunea pe R_c, corespunzătoare unei amplificări unitare; în poziția *2* se citește tensiunea produsă de curentul din tranzistor. Raportul celor două tensiuni este chiar $|h_{21e}|_f$.

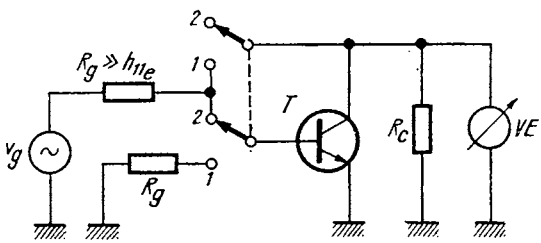


Fig. 14.32. Determinarea frecvenței de tranziție în zona de scădere cu 6dB/octavă a $|h_{21e}|$

Etaloanarea se poate face și fără comutarea curentului de la generator, introducînd între bornele corespunzătoare bazei și colectorului un condensator a cărui reactanță este mult mai mică decît valoarea rezistenței R_c. Dacă amplitudinea semnalului de la generator este constantă, voltmetrul cu care se măsoară tensiunea de ieșire se etalonează în unități de frecvență.

Curentul din colectorul tranzistorului la care se măsoară parametrul f_T poate fi măsurat cu un transformator de curent cu linii plane [9] (microstrip), ca în figura 14.33. Tensiunea V_0 este proporțională cu curentul prin brațul *1* al cuplorului. Marele avantaj al acestui sistem este posibilitatea de a avea la planul AA' al capsulei tranzistorului un scurtcircuit pentru frecvența înaltă, prin introducerea capacitorului C_t. Lungimea l a cuplorului trebuie să fie mai mică decît $\lambda/4$ (λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței de test).

Schema din figura 14.34 permite măsurarea f_T printr-o metodă de nul. Inițial se scurtcircuitează bornele de bază și colector. Ajustînd atenuarea și, prin variația lungimii liniei reglabile, faza, se stabilește condiția de zero la colector. Apoi se introduce tranzistorul și se reechilibrează sistemul. Variația atenuării reprezintă $|h_{21e}|$, iar variația fazei corespunde fazei mărimii h_{21e}. Și prin acest procedeu se realizează o condiție de scurtcircuit efectiv la ieșirea tranzistorului [8, 9].

Metodele prezentate permit și estimarea frecvenței f_1, care are valoarea apropiată de f_T, prin măsurători la frecvențe scăzute.

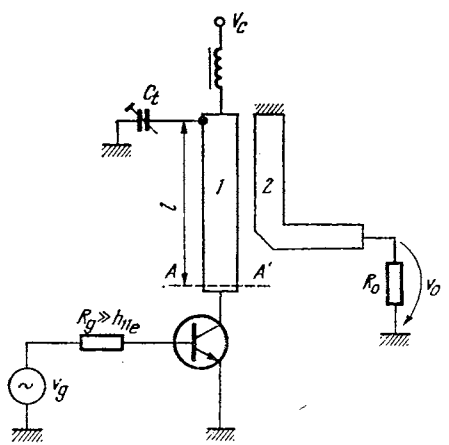


Fig. 14.33. Schemă de măsură a f_T cu transformator cu linii plane

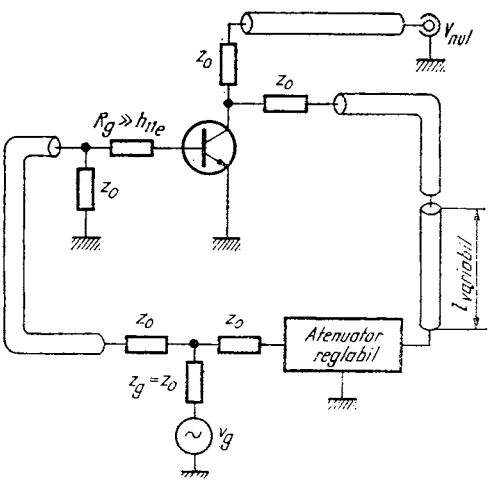


Fig. 14.34. Schemă pentru măsurarea f_T printr-o metodă de nul

La realizarea montajelor de măsură sînt necesare unele precauții deosebite:

● rezistorul din circuitul de bază este formată din cîteva tronsoane neinductive, care au valori mai mici, pentru a obține un atac al tranzistorului în curent, capacitățile parazite avînd tendința de a micșora impendanța circuitului;

● capacitatea conexiunii de bază față de masă trebuie redusă la minimum;

● se prevede o ecranare bună între intrarea și ieșirea tranzistorului.

Frecvența maximă de oscilație.

Acest parametru se estimează cu relația

$$f_{max} = (f_T/8\pi r_{bb'} \cdot C_{b'c})^{1/2} \qquad (14.28)$$

Metodele de măsură folosesc diverse scheme de oscilatoare și un sînt standardizate.

Produsul $r_{bb'} \cdot C_{b'c}$ se poate măsura cu ajutorul punții din figura 14.35. Frecvența de lucru trebuie să fie suficient de mare, pentru ca reactanța capacității $C_{b'e}$ să nu influențeze rezultatele și $2\pi f r_{ce} C_{b'c} \gg 1$. La echilibru $r_{bb'} \cdot C_{b'c} = RC$.

14.3.5. MĂSURAREA PARAMETRILOR DE COMUTAȚIE

Funcționarea tranzistoarelor în regim de comutație, la semnal mare, este descrisă de un set de timpi definți ca în figura 14.36: timpul de întîrziere t_i, timpul de creștere t_{cr}, timpul de stocare t_s și timpul de cădere t_c.

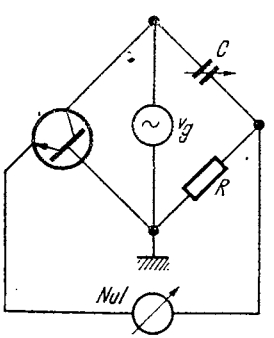


Fig. 14.35. Măsurarea produsului $r_{bb'} \cdot C_{b'c}$ cu ajutorul punții

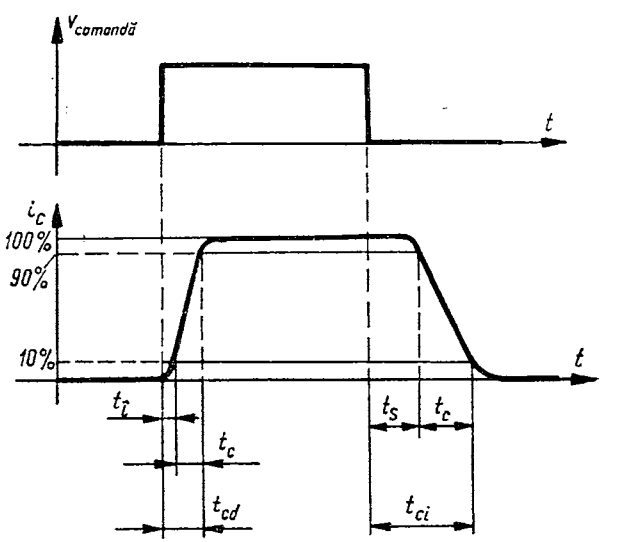


Fig. 14.36. Definirea timpilor de comutație

Schemele de măsură trebuie să asigure o comandă în curent a tranzistorului, altfel timpii de comutație măsurați au valori mai mici decît cei reali. Pentru acest motiv, la tranzistoarele foarte rapide este nevoie ca rezistorul

de bază să aibă capacități parazite minime (eventual se înseriază cîteva rezistoare de valori mai mici).

Citirea timpilor de comutație se face cu osciloscoape rapide, în timp real, sau cu osciloscoape cu eșantionare. Modul de conectare al osciloscopului se face astfel încît să nu afecteze punctul de funcționare ales pentru tran-

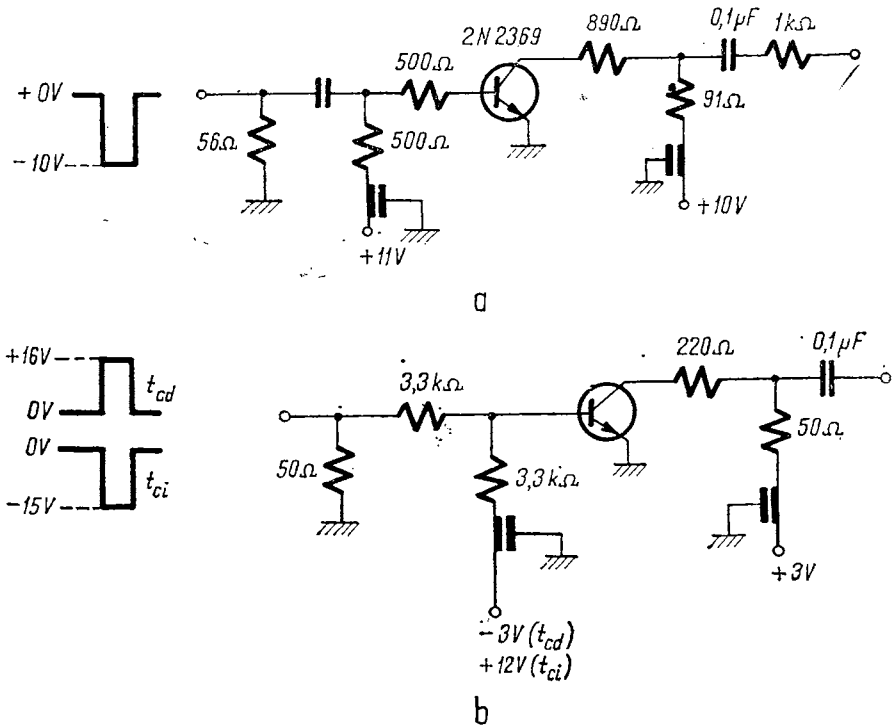


Fig. 14.37. Scheme de principiu pentru măsurarea timpilor t_s, t_{cd} și t_{ci}

zistor. Sondele de măsură trebuie să aibă capacitatea de intrare cît se poate de mică, cu posibilități de compensare a răspunsului în funcție de capacitatea de intrare a osciloscopului.

Figura 14.37 prezintă două scheme pentru măsurarea timpului de stocare și, respectiv, a timpilor t_{cd} și t_{ci}.

14.3.6. MĂSURĂRI LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

În domeniul frecvențelor peste 100 MHz, determinarea parametrilor de cuadripol h, z și y devine foarte dificilă, din următoarele motive:

● este greu de stabilit o condiție de scurtcircuit sau gol într-o gamă largă de frecvențe;

● liniile coaxiale cu pistoane de scurtcircuitare permit obținerea condițiilor de gol sau scurtcircuit la o frecvență dată, dar apare pericolul oscilațiilor parazite (impedanța de intrare a unei linii terminată în scurtcircuit este funcție de frecvență și, din cauza reacției interne, se îndeplinește condiția de amorsare a oscilațiilor) [13];

● elementele schemelor echivalente descrise de parametrii h, z și y nu mai sînt independente de frecvență, manipularea lor devenind greoaie;

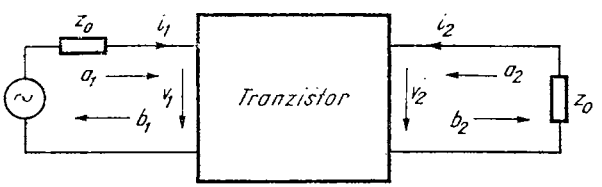


Fig. 14.38. Reprezentarea tranzistorului într-un sistem de linii coaxiale pentru determinarea parametrilor de undă (parametri s)

● măsurarea curenților la frecvențe înalte se face cu dificultate.

La fel ca la definirea parametrilor h, z și y, se poate alege un alt set de variabile independente care să descrie funcționarea tranzistorului ca un cuadripol, într-un sistem de linii coaxiale (fig. 14.38). Pentru noua reprezentare se aleg variabilele independente

$$a_1 = (v_1 + Z_0 \cdot i_1)/(2\sqrt{Z_0})$$
$$a_2 = (v_2 + Z_0 i_2)/(2\sqrt{Z_0}) \tag{14.29}$$

și variabilele dependente

$$b_1 = (v_1 - Z_0 i_1)/(2\sqrt{Z_0})$$
$$b_2 = (v_2 - Z_0 i_2)/(2\sqrt{Z_0}) \tag{14.30}$$

unde Z_0 este impedanța caracterisitică.

Legătura dintre a_i și b_j este făcută de parametrii de undă [10] (parametrii s* prin ecuația

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{14.31}$$

În tabelul 14.2 sînt date relațiile de transformare dintre parametrii s* și parametrii h, z și y [13].

Măsurarea parametrilor s_{11} și s_{22}.

Din relațiile de definiție

$$s_{11} = b_1/a_1|_{a_1=0}, \quad s_{22} = b_2/a_2|_{a_2=0} \tag{14.32}$$

*Scattering — în limba engleză

Tabelul 14.2. **Relații de transformare între parametrii de undă și parametrii** h, y **și** z

$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{22} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{12})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{22})(1 + s_{11}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{11} = \frac{(h_{11} - 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{22} = \frac{(1 - s_{22})(1 - s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$

Parametrii h, y **și** z **de mai sus sînt normați la** Z_0. **Valorile reale** h', y' **și** z' **sînt:**

$z_{11}' = z_{11}Z_0$	$y_{11}' = \frac{y_{11}}{Z_0}$	$h_{11}' = h_{11}Z_0$
$z_{12}' = z_{12}Z_0$	$y_{12}' = \frac{y_{12}}{Z_0}$	$h_{12}' = h_{12}$
$z_{21}' = z_{21}Z_0$	$y_{21}' = \frac{y_{21}}{Z_0}$	$h_{21}' = h_{21}$
$z_{22}' = z_{11}Z_0$	$y_{22}' = \frac{y_{22}}{Z_0}$	$h_{22}' = \frac{h_{22}}{Z_0}$

se deduce o altă formă de exprimare

$$s_{11} = \frac{1/2\sqrt{Z_0}(v_1 - Z_0 i_1)}{1/2\sqrt{Z_0}(v_1 + Z_0 i_1)} = \frac{v_1/i_1 - Z_0}{v_1/i_1 + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \tag{14.33}$$

$$s_{22} = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}$$

Rezultă că s_{11} și s_{22} sînt coeficientul de reflexie la intrare, cu ieșirea terminată pe impendanța caracteristică ($a_2 = 0$) și, respectiv, coeficientul de reflexie la ieșire cu intrarea terminată pe impedanța caracteristică ($a_1 = 0$).

Montajul de măsură pentru parametru s_{11} și s_{22} este prezentat în figura 14.39. La ieșirile cuploarelor unidirecționale CD_1 și CD_2 se citesc cu un voltmetru vectorial două tensiuni proporționale cu amplitudinea undei directe și, respectiv, a undei reflectate precum și diferența de fază dintre cele două unde. Divizorul de putere este de tipul „cu pierderi", pentru a micșora influența dintre cele două căi de semnal. Dacă se dispune de un generator de putere, interacțiunea între canale se reduce prin conectarea a două atenuatoare identice între ieșirile divizorului de putere și cele două cuploare direcționale.

Etaloanarea schemei se face introducînd un scurtcircuit la planul de măsură al tranzistorului, pentru aducerea indicației de fază la voltmetrul

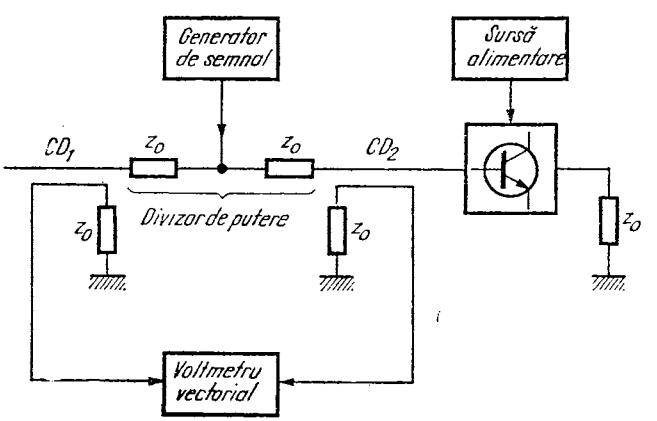


Fig. 14.39. Măsurarea parametrilor s_{11} și s_{22} prin metoda cuplorului direcțional

vectorial la 180°. Dacă toate elementele schemei sînt perfect identice, etalonarea rămîne valabilă într-o gamă largă de frecvențe și măsurările se pot efectua prin baleiaj de frecvență. În cazul citirii tensiunilor cu două voltmetre, se pierde informația asupra fazei parametrilor măsurați.

Determinarea cu mare precizie a parametrilor s_{11} și s_{22} se face cu o linie coaxială cu fantă [4, 8, 10] (slot-line), ca în figura 14.40 și constă din două etape:

● etalonarea sistemului, prin plasarea unui scurtcircuit de precizie la planul de măsură și notarea poziției unui nul al undelor staționare;

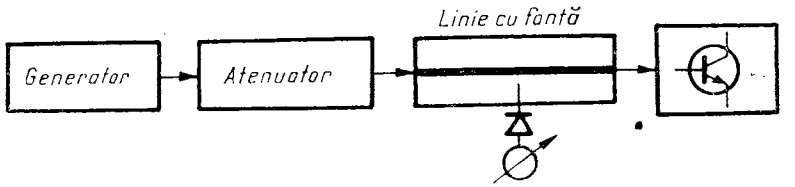


Fig. 14.40. Măsurarea cu precizie a parametrilor s_{11} și s_{22} cu linia cu fantă (slot — line)

● determinarea deplasării Δl a minimului undei staționare și măsurarea amplitudinii V_m a unui minim și a amplitudinii V_M a unui maxim al undei staționare.

Se calculează raportul de unde staționare $\sigma = V_M/V_m$ și modulul coeficientului de reflexie $|\rho| = (\sigma - 1)/(\sigma + 1)$, care este chiar modulul parametrului măsurat. Faza coeficientului de reflexie este dată de relația

$$\varphi = \pi (1 + 4 \cdot \Delta l/\lambda) \tag{14.34}$$

unde λ este lungimea de undă corespunzătoare frecvenței de măsură. Urmează că

$$s_{ii} = |\rho| \underline{/\varphi} \tag{14.35}$$

Măsurarea parametrilor s_{12} și s_{21}.

s_{12} este factorul de transfer invers, de la ieșire spre intrare, cu ieșirea adaptată:

$$s_{12} = b_1/a_2 \,|_{a_1=0} \tag{14.36}$$

s_{21} este factorul de transfer direct, de la intrare spre ieșire, cu ieșirea adaptată:

$$s_{21} = b_2/a_1 \,|_{a_2=0} \tag{14.37}$$

Schema montajului de măsură este prezentată în figura 14.41. Inițial se face o etalonare prin înlocuirea capului de test cu o linie având aceeași lungime electrică și aducerea indicației de fază a voltmetrului vectorial la 0°, apoi se face măsurarea.

Măsurarea amplificării în putere.

Mărimea ce caracterizează cel mai bine funcționarea tranzistorului ca amplificator la înaltă frecvență este amplificarea în putere maxim realizabilă, definită în condiții de adaptare optimă la intrare și la ieșire*.

Adaptarea se realizează cu rețele reactive fără pierderi, construite, în funcție de frecvență, cu elemente discrete (inductoare și capacitoare), sau cu linii coaxiale.

---

* Un generator cu impendanța internă $Z_g = R_g + jX_g$ este adaptat optim la impedanța de sarcină $Z_s = R_s + jX_s$ dacă $R_g = R_s$ și $X_g = -X_s$

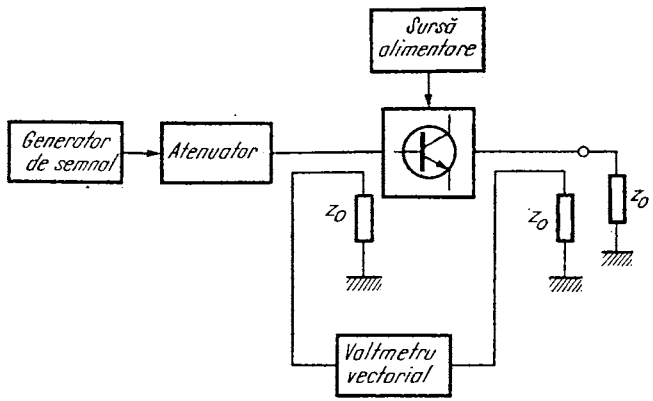


Fig. 14.41. Determinarea parametrilor de transfer s_{12} și s_{21}

Schema bloc a unei instalații de măsură a amplificării în putere este prezentată în figura 14.42. Reflectometrul cuplat între generator și capul de test indică gradul de adaptare (puterea reflectată este nulă cînd se realizează adaptarea la intrare). Măsurarea constă în reglarea elementelor celor două rețele de adaptare, astfel încît să rezulte la ieșire o putere maximă în condiții de putere reflectată nulă la intrare.

În figura 14.43 se dă o schemă de principiu utilizată la măsurarea amplificării în putere la un tranzistor de înaltă frecvență. Impedanța generatorului și a sarcinii este $Z_0 = 50\ \Omega$.

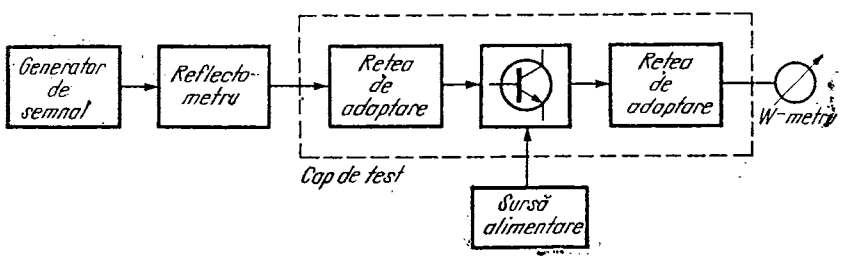


Fig. 14.42. Schema bloc a unei instalații de măsură a amplificării în putere

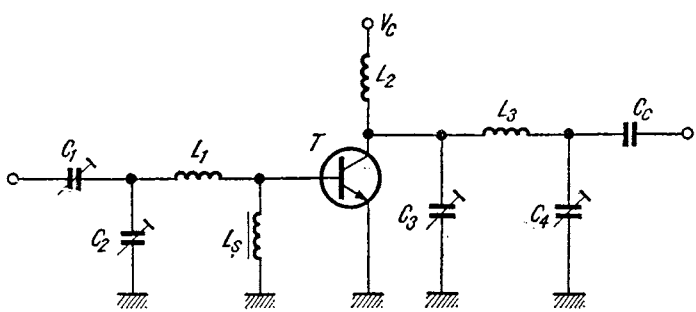


Fig. 14.43. Schemă de principiu utilizată la măsurarea amplificării în putere

14.4. MĂSURAREA CIRCUITELOR INTEGRATE

Din punctul de vedere al aplicațiilor specifice, circuitele integrate se împart în două clase funcționale:

- circuite integrate liniare, care prelucrează sau generează semnale continue în amplitudine, polaritate sau frecvență;
- circuite integrate logice, care prelucrează semnale binare.

14.4.1. MĂSURAREA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE.

Parametrii principali ai unui amplificator operațional (AO) (fig. 14.44) sînt:

Amplificarea în buclă deschisă A_d (sau amplificare diferențială) este raportul dintre variația vîrf-vîrf a tensiunii de ieșire și tensiunea diferențială de la intrare

$$A_d = V_0/(V_i^+ - V_i^-) \tag{14.38}$$

Tensiunea de decalaj (offset) la intrare V_{DI} este tensiunea continuă care trebuie aplicată la una din intrările unui AO, cu cealaltă intrare conectată la masă, pentru ca tensiunea de ieșire să fie nulă (fig. 14.45).

Curentul de polarizare de intrare I_B este valoarea medie a curenților I_B^+ și I_B^-

$$I_B = |I_B^+ + I_B^-|/2 \tag{14.39}$$

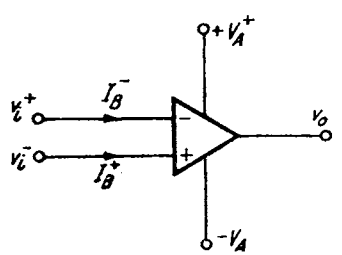


Fig. 14.44. Reprezentarea simbolică a unui amplificator operațional

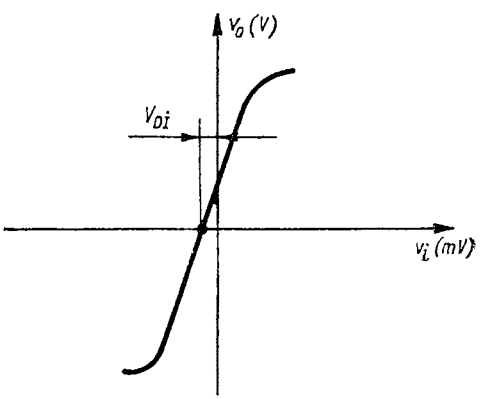


Fig. 14.45. Caracteristica de transfer a unui amplificator operațional

Curentul de decalaj (offset) la intrare I_{DI} este diferența dintre curenții de intrare

$$I_{DI} = |I_B^+ - I_B^-| \tag{14.40}$$

Factorul de rejecție al semnalului de mod comun, CMR este raportul dintre amplificarea diferențială în buclă deschisă A_d și amplificarea de mod comun în buclă deschisă A_c:

$$CMR[\text{dB}] = 20 \log |A_d/A_c| \tag{14.41}$$

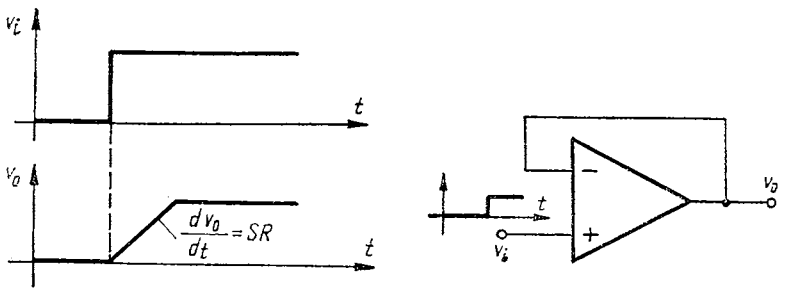


Fig. 14.46. Răspunsul unui amplificator operațional cu cîștig unitar la un semnal treaptă la intrare

Factorul de rejecție al tensiunilor de alimentare, PSR este raportul dintre variația tensiunii de decalaj la intrarea AO și variația tensiunii (sau tensiunilor) de alimentare care o produce

$$PSR\,[\text{dB}] = 20 \log |\Delta V_{DI}/\Delta V_{cc}| \tag{14.42}$$

Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire SR este panta semnalului de ieșire pentru un semnal treaptă aplicat la intrarea AO (fig. 14.46).

Banda de trecere la cîștig unitar B_1 este gama de frecvențe pentru care amplificarea în tensiune este supraunitară.

Măsurarea tensiunii de decalaj la intrare.

La un AO folosit ca amplificator cu reacție negativă neselectivă, dacă $V_I^+ = V_I^- = 0$, tensiunea de ieșire este proporțională cu V_{DJ}

$$V_0 = A_{cc} \cdot V_{DI} \tag{14.43}$$

unde A_{cc} este amplificarea, cu reacție, în curent continuu. În figura 14.47 este prezentată o schemă de măsură pentru V_{DI} care folosește proprietatea descrisă mai sus. Raportul R_2/R_1 este, uzual, cuprins între limitele $10^2 \div 10^3$.

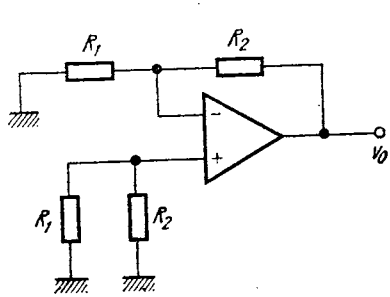


Fig. 14.47. Schemă de principiu pentru măsurarea parametrului V_{DI}

Rezistorul R_2 trebuie să îndeplinească condițiile $10R_0 < R_2 < R_i.R_0$ și R_i sînt rezistența de ieșire și respectiv, rezistența de intrare a AO. Valoarea exactă a tensiunii de ieșire, corectată cu contribuția curentului de decalaj la intrare, este dată de relația

$$V_0 = -[(R_1 + R_2)/R_1](V_{DI} + R_{ech} \cdot I_{DI}) \tag{14.44}$$

unde $R_{ech} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. Pentru ca erorile să rămînă mai mici de 1% trebuie ca $R_{ech} \cdot I_{DI} < V_{DI}/100$ [2].

Măsurarea curentului de polarizare.

Această măsurătoare se poate efectua cu un montaj a cărui schemă se dă în figura 14.48. Cu comutatorul K_1 deschis și K_2 închis, tensiunea la ieșirea AO este $V_{01} = I_B^+R \pm V_{DI}$, apoi cu K_1 închis și K_2 deschis se citește tensiunea $V_{02} = -I_B^- \cdot R \pm V_{DI}$.

Rezultă

$$I_B = (I_B^+ + I_B^-)/2 = (V_{01} - V_{02})/2\,R \tag{14.45}$$

Mărimea V_{DI} nu influențează precizia măsurătorii.

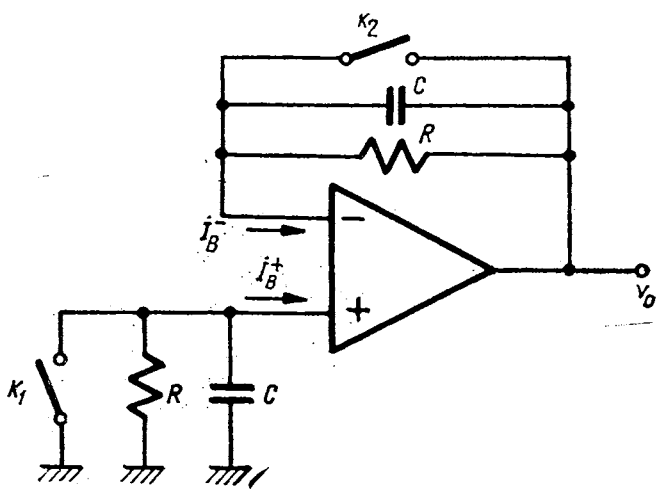


Fig. 14.48. Schemă de principiu pentru măsurarea curenților de polarizare

Curentul de decalaj se deduce din diferența

$$I_{DI} = I_B^+ - I_B^- = (V_{01} + V_{02})/R \mp 2\,V_{DI}/R \tag{14.46}$$

Capacitoarele C reduc zgomotul rezistoarelor R, care au valori mari.

Măsurarea amplificării diferențiale.

Un AO are, de obicei, o amplificare în buclă deschisă de cel puțin cîteva mii, ceea ce necesită, din cauza semnalelor de eroare de la intrare (V_{DI} și I_{DI}), cîteva precauții (fig. 14.49):

- tensiunea de intrare se aplică printr-un atenuator reglabil, de impedanță mică;

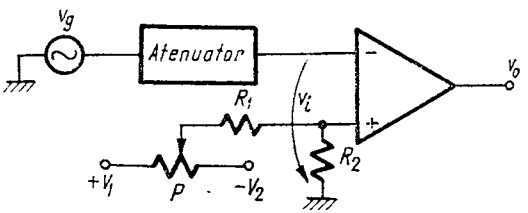


Fig. 14.49. Schemă pentru măsurarea amplificării în buclă deschisă

- tensiunea V_{DI} se compensează prin aplicarea unei tensiuni de polaritate convenabilă de la un divizor;
- măsurarea tensiunii V_0 se face, de preferință, cu un voltmetru selectiv, pentru eliminarea zgomotului;
- montajul de măsură se ecranează.

În figura 14.50 este prezentată o schemă la care tensiunea de decalaj se compensează automat. Capacitorul C are o capacitate foarte mare și curenți de pierderi reduși. La frecvența de test, reactanța capacitorului trebuie să îndeplinească condiția $1/2\,\pi f_{test} \cdot C \ll R/A_d$. Dezavantajul sistemului este că timpul în care capacitorul se încarcă la valoarea V_{DI} este foarte mare (frecvența de măsură este de ordinul hertzilor).

O altă schemă care permite măsurarea parametrului A_d este cea din figura 14.51. Folosirea reacției negative înlătură dezavantajele prezentate

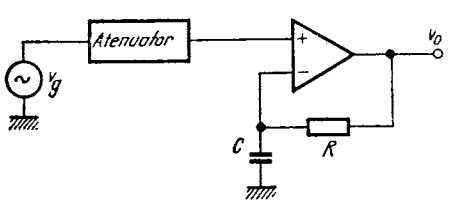


Fig. 14.50. Măsurarea amplificării în buclă deschisă cu compensare automată a tensiunii de decalaj

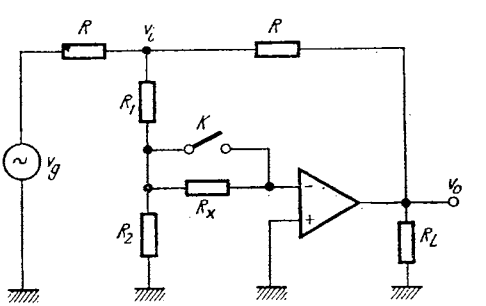


Fig. 14.51. Schemă de principiu pentru măsurarea amplificării în buclă deschisă

de utilizarea unui semnal foarte mic la intrare și a circuitului de compensare a tensiunii de decalaj.

Amplificarea AO rezultă din relația:

$$A_d = (R_1/R_2)\,(V_0/V_i) \tag{14.47}$$

Măsurarea se face cu comutatorul K închis.

Măsurarea *CMR*.

Parametrul *CMR* se măsoară prin determinarea raportului dintre tensiunea de mod comun la intrarea AO și variația tensiunii de decalaj la intrare pe care o produce. Se folosește schema de amplificator diferențial cu reacție

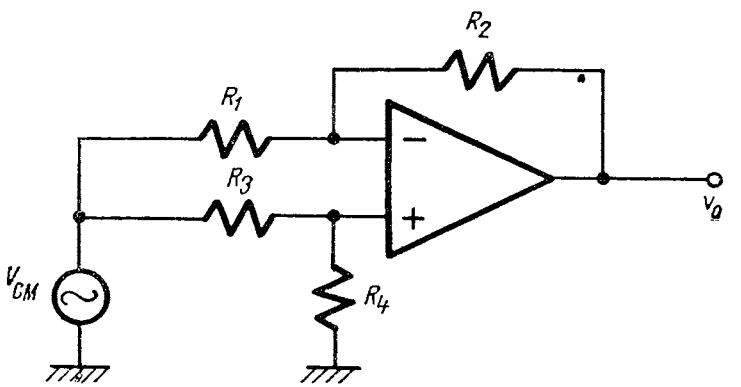


Fig. 14.52. Montaj de amplificator diferențial cu reacție pentru determinarea *CMR*

din figura 14.52, în care $R_1/R_2 = R_3/R_4$. Tensiunea de ieșire este $V_0 = [(R_1 + R_2)/R_1]$. (V_{CM}/CMR), deci:

$$CMR = (V_{CM}/V_0)\,[(R_1 + R_2)/R_1] \tag{14.48}$$

Pentru o citire ușoară se alege $R_2 \gg R_1$ (de obicei $R_2 = 1000\,R_1$).

Schema din figura 14.53 permite măsurarea amplificării de mod comun $A_c = V_0/V_i$. Valoarea rezistorului R se alege astfel ca $100\,R_0 < R < R_i$. Capacitorul C are valoarea determinată din relația $2\,\pi fRC \geqslant 10\,A_d$, unde

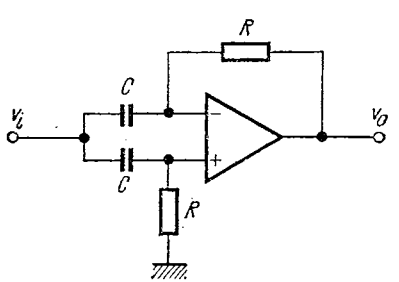


Fig. 14.53. Circuit pentru măsurarea *CMR* prin determinarea A_c

f este frecvența de măsură. Factorul de rejecție al semnalului de mod comun rezultă din expresia

$$CMR\,[\text{dB}] = 20 \log (A_d/A_c) \tag{14.49}$$

Tensiunea de mod comun aplicată trebuie să nu depășească valoarea maximă indicată de fabricant. Această valoare se poate deduce urmărind

modificarea tensiunii de ieșire care variază brusc în momentul atingerii tensiunii maxime admisibilă.

Măsurarea *PSR*.

Factorul de rejecție al tensiunii de alimentare se poate măsura cu montajul prezentat în figura 14.52, prin conectarea intrării la masă. La ieșire se citește tensiunea V_0'. Variind tensiunea de alimentare a AO cu ΔV_A, se măsoară la ieșire V_0''. Rezultă

$$PSR\,[\text{dB}] = 20 \log |\Delta V_0/(A_d \cdot \Delta V_A)| \tag{14.50}$$

unde $\Delta V_0 = V_0' - V_0''$.

Măsurarea *PSR* se poate efectua cu orice alt montaj utilizat la determinarea tensiunii de decalaj la intrare.

Măsurarea rezistenței de intrare.

Cu montajul din figura 14.51 se determină pentru $R_x = 0$ (K închis) o tensiune V_i. Menținînd constant semnalul de la generator se variază rezistența R_x (K deschis) pînă cînd tensiunea devine $V_i'' = 2V_i'$. Rezultă $R_i = R_x$

Măsurarea rezistenței de ieșire.

Schema montajului de măsură este prezentată în figura 14.54. Rezistența de ieșire se deduce din expresia:

$$R_0 = V_0 R_2/(V_g - V_0) \tag{14.51}$$

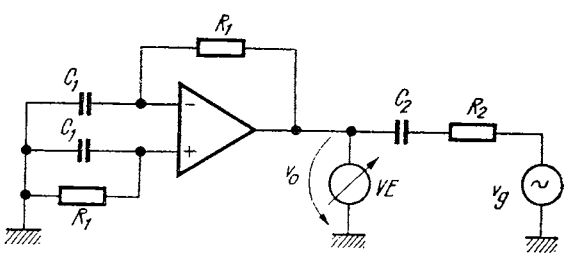


Fig. 14.54. Circuit pentru măsurarea rezistenței la ieșire

V_g este amplitudinea tensiunii generatorului de semnal. Între valorile elementelor schemei trebuie să existe relațiile:

$$\begin{aligned} &100\, R_0 < R_1 < R_i \\ &2\pi f R_1 C_1 \geqslant 10 A_d \\ &2\pi f R_2 C_2 \geqslant 10 \end{aligned} \tag{14.52}$$

Valoarea rezistorului R_2 se alege de același ordin de mărime cu R_0.

Schemă de test pentru mai mulți parametri.

Schema din figura 14.55 permite determinarea următoarelor mărimi:
Tensiunea de decalaj la intrare. Se măsoară tensiunea de ieșire V'_0 cu comutatoarele K_1 și K_2 închise și $V_{CM} = 0$. Mărimea V_{DI} rezultă din relația

$$V_{DI} = V_{01} R_1/R_2 \tag{14.53}$$

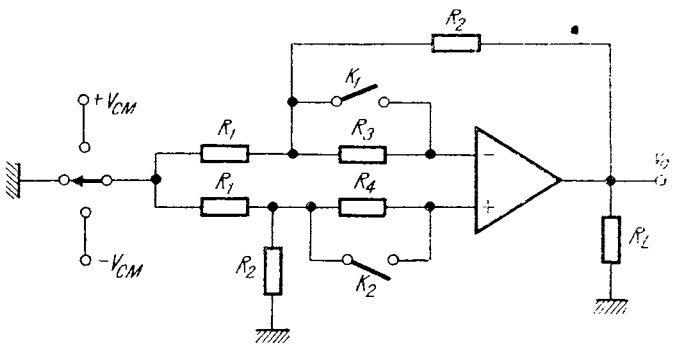


Fig. 14.55. Schemă de test pentru mai mulți parametri

Curentul de decalaj la intrare. Pentru $R_3 = R_4 = R$ și $V_{CM} = 0$ se măsoară tensiunea V_{02} la ieșire. Se deduce

$$I_{DI} = (V_{01} - V_{02}) R_1/(RR_2) \tag{14.54}$$

Curentul de intrare. Cu comutatoarele K_2 închis și K_1 deschis se citește tensiunea V'_{03} ($R_3 = R$, $V_{CM} = 0$), apoi cu K_1 închis și K_2 deschis se citește V''_{03}($V_{CM} = 0$, $R_4 = R$). Mărimea I_B se calculează din expresia

$$I_B = (V'_{03} - V''_{03}) R_1/(2RR_2) \tag{14.54}$$

Factorul de rejecție al semnalului de mod comun. Cu comutatoarele K_1 și K_2 închise se măsoară tensiunile la ieșire V'_4 (pentru $V_{CM} = \pm V_{CM}$) și V''_{04}($V_{CM} = -V_{CM}$). CMR rezultă din expresia

$$CMR\,[\text{dB}] = 20 \log |(2V_{CM}R_2/R_1)/(V'_4 - V''_{04})| \tag{14.55}$$

Determinarea parametrilor AO prin folosirea osciloscopului.

Prin utilizarea schemei din figura 14.55, într-un montaj mai complicat, se pot măsura operativ toți parametrii de curent continuu ai AO cu ajutorul osciloscopului [14].

În varianta din figura 14.56 se măsoară curentul de polarizare de intrare, tensiunea de decalaj la intrare și curentul de decalaj la intrare. Amplificatorului testat AT i se aplică, prin R_8 și A_2, o tensiune de mod comun reglabilă în amplitudine de la 0 V la $\pm$ 5V. Integratorul format din A_1, C_1 și R_7 are rolul de a reduce zgomotul la ieșirea circuitului de test și menține tensiunea de la ieșirea AT la o valoare apropiată de zero.

Comutatoarele K_1 și K_2 (realizate cu tranzistoare cu efect de cîmp sau relee „reed") sînt închise pe rînd, pentru cîte o jumătate de ciclu a tensiunii triunghiulare. Pe ecranul osciloscopului apar, în acest caz, două trase la o distanță proporțională cu mărimea curentului I_B. Scara depinde de amplificarea buclei în care se introduce AT.

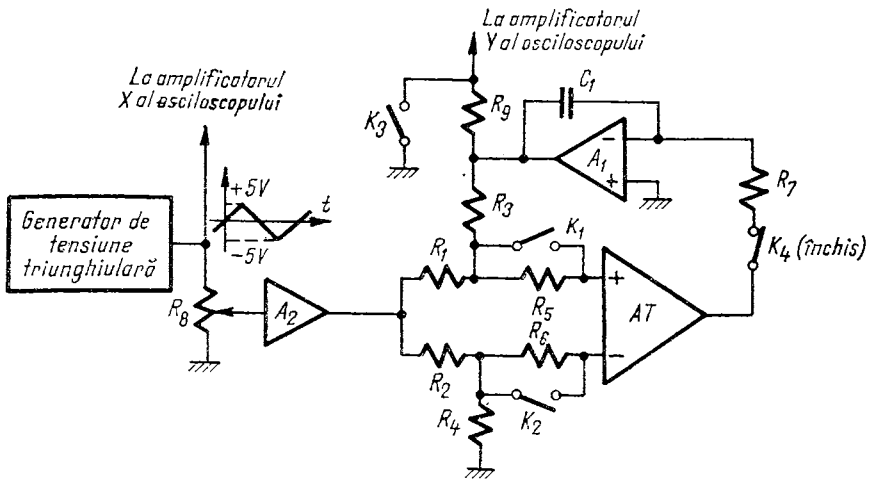


Fig. 14.56. Montaj pentru măsurarea I_B, V_{DI} și I_{DI} cu ajutorul osciloscopului

La măsurarea tensiunii și a curentului de decalaj comutatoarele K și K_2 sînt închise simultan, în aceiași jumătate de ciclu a tensiunii triunghiulare. Curenții de intrare circulă prin rezistoarele de valoare mare R_5 și R_6 ($R_5 = R_6 \gg R_1 = R_2$) sau numai prin R_1 și R_2. Distanța dintre cele două trase de pe ecran este proporțională cu I_{DI}. Distanța de la linia de zero (se stabilește prin închiderea comutatorului K_3) pînă la trasele de pe ecran este proporțională cu V_{DI}. Cele două valori rezultate corespund rezistențelor de generator $R_{g1} = R_1$ și $R_{g2} = R_5$.

Modificarea schemei de măsură ca în figura 14.57 permite determinarea amplificării diferențiale. La intrarea AT se aplică o tensiune reglabilă între limitele $0 \div 2{,}5$ mV prin atenuatoarele R_9, R_{10} și R_3, R_1. Tensiunea de ieșire a AT este afișată pe ecranul unui osciloscop. Amplificatorul A_1 îndeplinește două funcțiuni. Cînd K_4 este închis la testarea I_B, I_{DI} și V_{DI}, C_1 se încarcă la o tensiune egală cu V_{DI} multiplicată cu amplificarea buclei de reacție. La măsurarea A_d, K_4 se deschide și tensiunea de pe capacitorul C_1 compensează această tensiune de decalaj. În același timp A_1 adună semnalul triunghiular de test cu tensiunea de corecție a decalajului, aplicînd semnalul sumă la intrarea AT. Amplitudinea tensiunii de la intrare variază cu $0 \div \pm 2{,}5$ mV în jurul valorii V_{DI}. Imaginea de pe ecran furnizează informații asupra amplificării ($\Delta V_0/\Delta V_{intrare}$ și liniarității amplificării (modificarea pantei $\Delta V_0/\Delta V_{intrare}$).

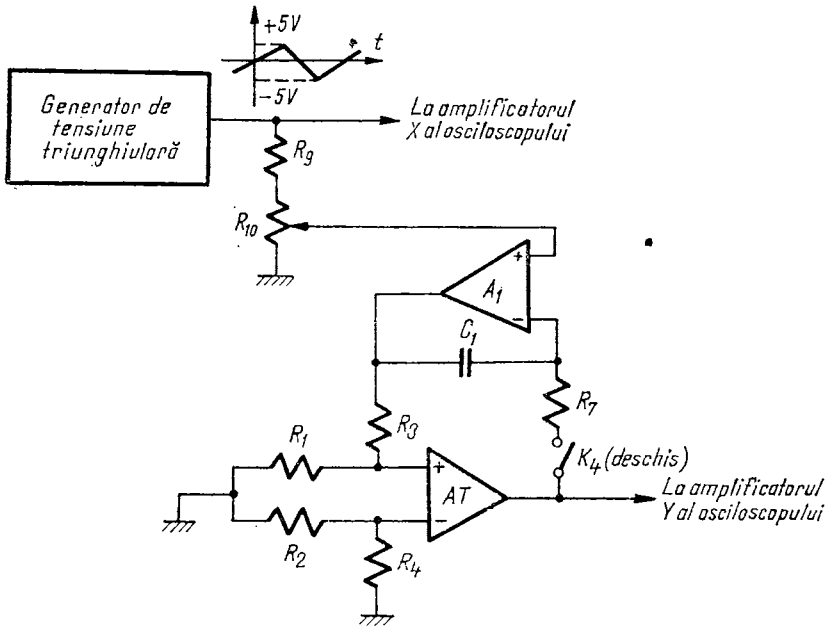


Fig. 14.57. Măsurarea amplificării diferențiale cu ajutorul osciloscopului

14.4.2. MĂSURAREA CIRCUITELOR INTEGRATE LOGICE

Marea diversitate actuală a tipurilor de circuite integrate logice face aproape imposibilă o încercare de prezentare a tuturor metodelor specifice folosite în măsurători.

Totuși, analiza elementului logic de bază al familiei TTL 54/74 — poarta logică NAND — prezentat în figura 14.58, oferă cîteva metode care, adaptate, se pot extinde și la alte circuite, mai complicate [5].

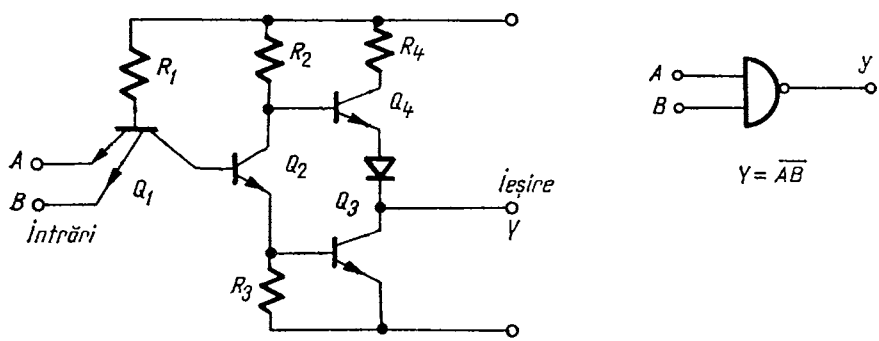


Fig. 14.58. Schemă electrică a unei porți *NAND*

Caracteristica de transfer.

În majoritatea aplicațiilor, o poartă NAND comandă una sau mai multe porți similare, astfel că nivelele logice *0* și *1* la intrare și la ieșire trebuie să fie compatibile. Se definesc următoarele nivele logice:

● V_{IL} este valoarea maximă a tensiunii la intrare pentru starea *0* la o intrare;

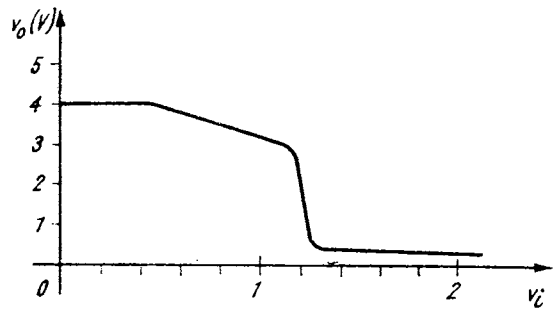


Fig. 14.59. Caracteristica de transfer a porții *NAND*

● V_{IH} este valoarea minimă a tensiunii la intrare pentru starea *1* la o intrare;

● V_{OL} este valoarea maximă a tensiunii la ieșire pentru starea *0* la ieșire;

● V_{OH} este valoarea minimă a tensiunii la ieșire pentru starea *1* la ieșire;

● N ("fan-out") este numărul maxim de intrări care poate fi conectat la ieșirea unui circuit de același tip, fără să fie afectată funcționarea circuitului.

Compatibilitatea este asigurată dacă $V_{OL} < V_{IL}$ și $V_{IH} < V_{OH}$. Dependența $V_0 = f(V_i)$ reprezintă caracteristica de transfer a porții NAND (fig. 14.59).

Caracteristici de intrare.

Un parametru important pentru o poartă logică este curentul la o intrare în stările *0* și *1*. Acesta determină numărul maxim N de intrări ale dispozitivului studiat, care pot fi conectate la ieșirea unei porți logice.

● I_{IL} este curentul la o intrare în starea *0*, cu celelalte intrări în starea *1*. Se măsoară ca în figura 14.60.

● I_{IH} este curentul la o intrare în starea *1*, cu celelalte intrări conectate la masă. Se măsoară ca în figura 14.61.

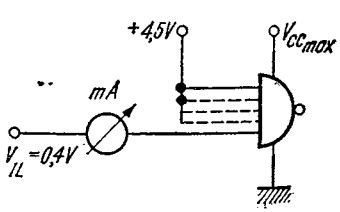


Fig. 14.60. Determinarea mărimii I_{IL}

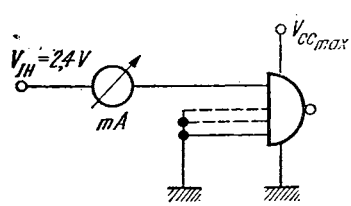


Fig. 14.61. Determinarea mărimii I_{IH}

La determinarea parametrilor I_{IL} și I_{IH} ieșirea porții se lasă în gol. Mărimea acestor curenți este o funcție de temperatură și de tensiunea de alimentare V_{cc}. În cataloage I_{IL} și I_{IH} se specifică, de obicei, în condițiile cele mai defavorabile ale valorii tensiunii V_{cc} și ale nivelelor logice de la intrare.

Caracteristici de ieșire.

Valoarea tensiunii V_{OL} se măsoară în funcție de curentul I_{OL} absorbit de ieșirea porții de la un generator de curent (fig. 14.62).

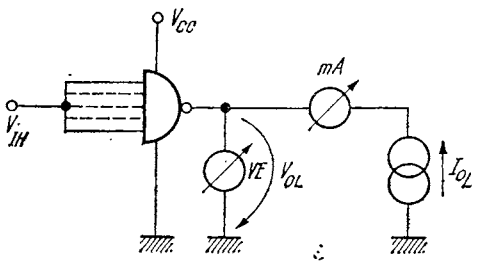


Fig. 14.62. Determinarea mărimii V_{OL}

Tensiunea V_{OH} se testează ca în figura 14.63. Rezistența R se reglează astfel încît să fie asigurat curentul I_{OH} specificat. Pentru $R = 0$ se măsoară curentul cu ieșirea în scurtcircuit I_{os}, în condițiile care determină starea *1* la ieșire (figura 14.64).

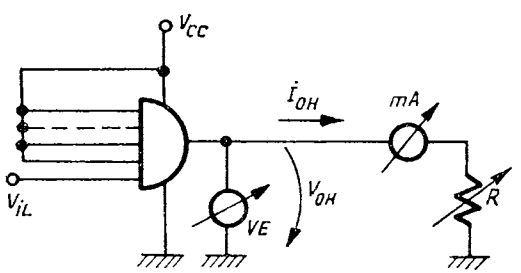


Fig. 14.63. Determinarea mărimii V_{OH}

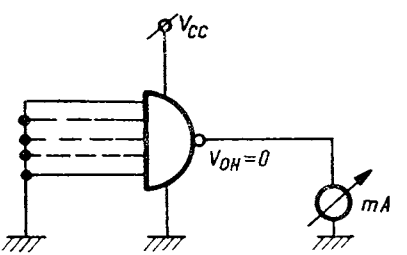


Fig. 14.64. Determinarea mărimii I_o

Măsurarea timpilor de comutație.

Funcționarea porții NAND în regim de comutație este determinată de timpii definiți în continuare:

— t_{PLH} este timpul de propagare a semnalului pentru comutarea ieșirii din starea *1* în starea *0*;

— t_{PLH} este timpul de propagare a semnalului pentru comutarea ieșirii din starea *0* în starea *1*.

Schema de măsură este prezentată în figura 14.65. Valorile R_L și C_L se aleg în funcție de numărul de intrări simulat la ieșire (pentru $N = 10$, de exemplu, $R_L = 400\ \Omega$ și $C_L = 15$ pF). Se definește un timp mediu de propagare, care este media aritmetică a timpilor t_{PHL} și t_{PLH}:

$$t_{pd} = (t_{PHL} + t_{PLH})/2 \tag{14.56}$$

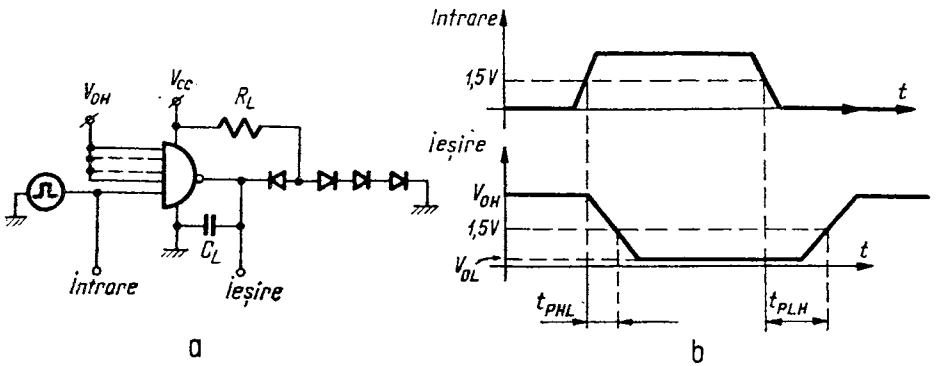


Fig. 14.65. Funcționarea porții *NAND* în regim de comutație:
a — schema montajului de test; *b* — definirea timpilor de comutație

Măsurarea curentului de alimentare.

Curentul mediu de alimentare a unei porți este curentul total absorbit de un circuit integrat logic I_{cc} împărțit la numărul de porți ale capsulei. I_{cc} se măsoară ca în figura 14.66, cu toate intrările la același potențial V_I.

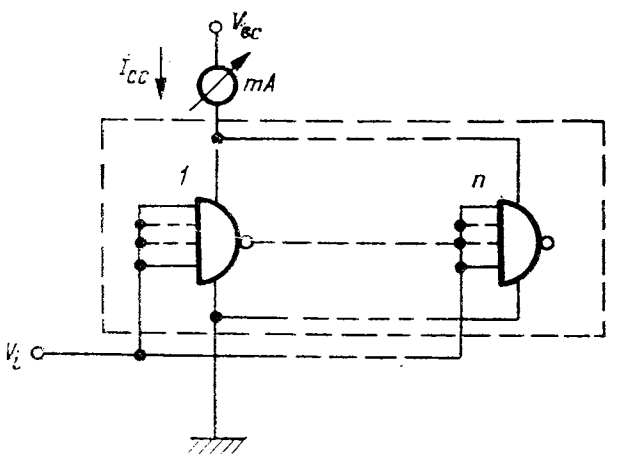


Fig. 14.66. Măsurarea curentului de alimentare

14.5. MĂSURAREA TUBURILOR ELECTRONICE

14.5.1. RIDICAREA CARACTERISTICILOR STATICE

Trasarea caracteristicilor statice ale unui tub electronic se poate face cu un montaj a cărui schemă se dă în figura 14.67. Pentru fiecare electrod se prevede un reglaj independent al tensiunii de polarizare, care se măsoară cu

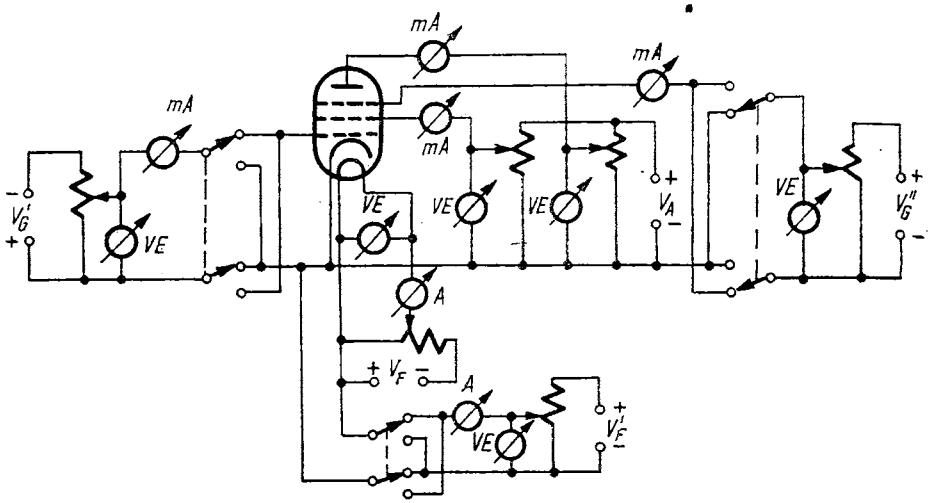


Fig. 14.67. Schema de principiu a unui montaj pentru ridicarea caracteristicilor statice la tuburile electronice

un voltmetru, precum și un aparat pentru măsurarea curentului. Tehnica ridicării caracteristicilor constă în a varia una sau mai multe tensiuni de polarizare, urmărind comportarea curenților care circulă prin electrozii studiați. Această metodă se aplică, de obicei, pînă la atingerea puterii disipate maxim admisibilă indicată de fabricant. Pentru o precizie bună, tubul trebuie să ajungă, în momentul măsurării, la un regim termic staționar.

Se recomandă ca electrozii să fie alimentați de la surse cu rezistențe interne mici, eventual stabilizate (grila ecran la tetrode și pentode, de exemplu). O atenție deosebită trebuie acordată decuplării surselor prin capacitoare de calitate, cu inductanță proprie mică, în special la tuburile cu panta foarte mare.

Măsurările în cursul cărora se depășește puterea medie disipată indicată de fabricant se efectuează în regim de impulsuri. Tubul este blocat prin aplicarea unei tensiuni negative pe grilă, ceilalți electrozi fiind alimentați cu tensiuni normale, corespunzătoare zonei studiate din caracteristică. Curenții și tensiunile se măsoară, de obicei, cu un osciloscop.

Utilizarea osciloscopului permite vizualizarea familiilor de caracteristici prin metoda baleiajului (figura 14.68). Electrodului studiat i se aplică o tensiune variabilă în timp (rampă, semisinusoidă) care produce şi deplasarea spotului pe axa X a osciloscopului. Pe axa Y se urmăreşte răspunsul (curentul

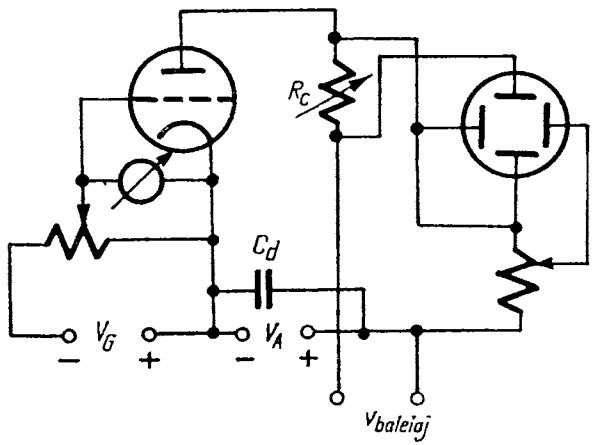


Fig. 14.68. Ridicarea caracteristicilor statice prin metoda baleiajului

de electrod). Sincron cu tensiunea de baleiaj se poate aplica o tensiune variabilă în trepte unui alt electrod, în funcţie de caracteristicile studiate.

Măsurarea curentului de grilă.

Într-o triodă, componentele principale ale curentului de grilă, pentru tensiuni negative aplicate acestui electrod sînt (fig. 14.69) [7]:

- curentul de fugă, determinat de izolaţia între grilă şi catod;
- curentul ionic produs prin ionizarea gazului rămas în tub de către electronii care merg spre anod;
- curentul de emisie termoelectronică a grilei datorită radiaţiei calorice a catodului;
- curentul produs la electronii care, datorită vitezei, reuşesc să ajungă pe grilă, chiar la tensiuni negative.

Măsurarea curentului total se poate face printr-o metodă de compensaţie (fig. 14.70). Cu rezistorul de grilă scurtcircuitat se stabileşte un curent oarecare în anod, pentru tensiunea de grilă V_1. Deschizînd comutatorul se restabileşte curentul iniţial al anodului prin variaţia tensiunii de grilă la valoarea V_2. Curentul de grilă rezultă din relaţia

$$I_G = (V_2 - V_1)/R_G \qquad (14.57)$$

R_G trebuie să aibă o valoare mult mai mică decît rezistenţa de pierderi.

Curentul de fugă se măsoară la temperatura normală a tubului, aplicînd o tensiune continuă între catod şi grilă. Sursa se conectează în serie cu un

microampermetru (sau un instrument mai sensibil). Măsurătoarea se face întrerupînd alimentarea filamentului, la un timp cît mai scurt după întrerupere. În mod asemănător se măsoară curentul de fugă dintre oricare alți doi electrozi.

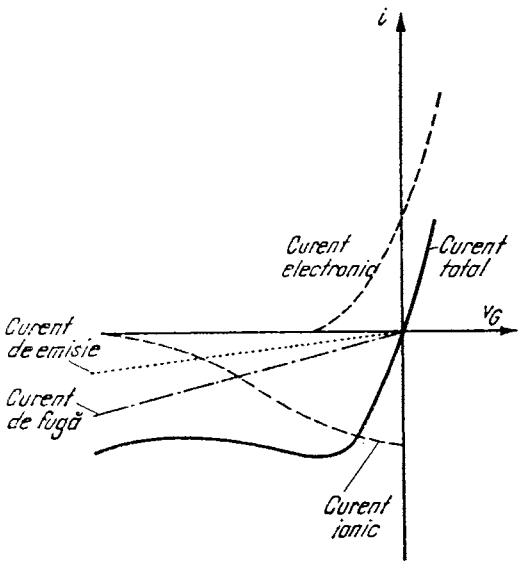


Fig. 14.69. Principalele componente ale curentului de grilă

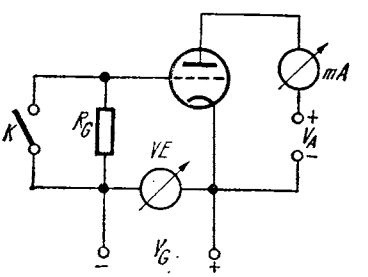


Fig. 14.70. Măsurarea curentului total de grilă prin metoda compensației

Curentul de ionizare se obține, cu aproximație, măsurînd curentul total al grilei I'_G într-un punct de funcționare dat, apoi se aplică o negativare puternică, care blochează tubul și se măsoară noul curent de grilă I''_G. Diferența $I'_G - I''_G$ este curentul de ionizare (a fost neglijată variația curentului termoionic) [7].

Curentul de emisiune termoionică se determină din curentul de grilă măsurat cu tubul blocat, scăzînd valoarea curentului de fugă.

14.5.2. MĂSURĂRI DINAMICE

Ecuația care descrie funcționarea unei triode este

$$i_a = Sv_g + v_a/R_i \tag{14.58}$$

unde S este panta și R_i este rezistența internă a tubului. De asemenea, se mai poate scrie

$$R_i i_a = \mu v_g + v_a \tag{14.59}$$

Coeficientul μ este factorul de amplificare al tubului. Relațiile de mai sus permit construirea schemelor echivalente ale triodei, la semnal mic, din figura 14.71. Parametrii S, R_i, μ se pot deduce din caracteristicile statice, prin derivare grafică sau, mai precis, din măsurători specifice.

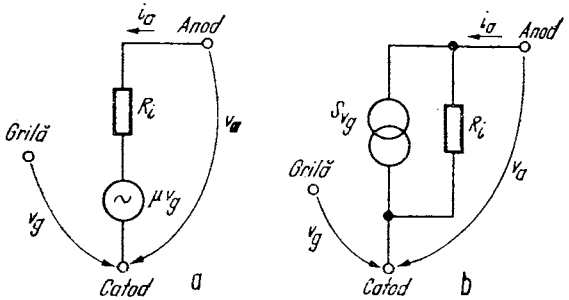


Fig. 14.71. Scheme echivalente, la semnal mic și frecvențe joase, ale triodei

Măsurarea rezistenței interne.

Metoda cea mai simplă pentru măsurarea parametrului R_i este metoda de substituție (fig. 14.72). Pe poziția *1* a comutatorului K se măsoară tensiunea alternativă pe tubul T, la punctul de funcționare dorit. Pe poziția *2* se stabilește valoarea rezistorului R_2 pentru care voltmetrul indică aceeași tensiune ca în poziția *1*. În acest caz $R_i = R_2$. Tensiunea generatorului trebuie să rămînă constantă în timpul măsurării.

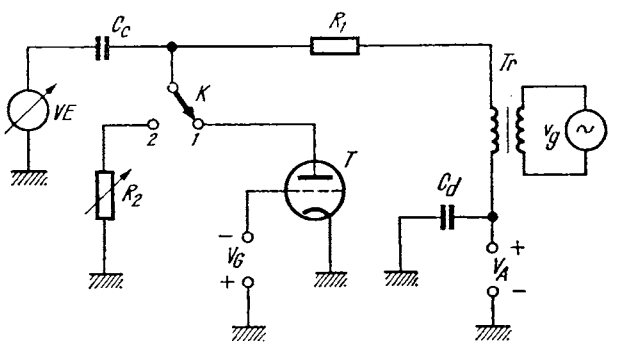


Fig. 14.72. Determinarea rezistenței interne prin metoda substituției

Rezistența R_i poate fi determinată și printr-o metodă de nul (fig. 14.73). Puntea se echlibrează cu rezistorul R_3. Rezultă $R_i = R_2R_3/R_1$.

Măsurarea factorului de amplificare.

Schema de măsură este prezentată în figura 14.74. Se aplică în același timp pe grilă și pe anodul tubului două tensiuni în antifază, a căror amplitudine se reglează independent. Echilibrul se obține variind rezistorul R_2. Induc-

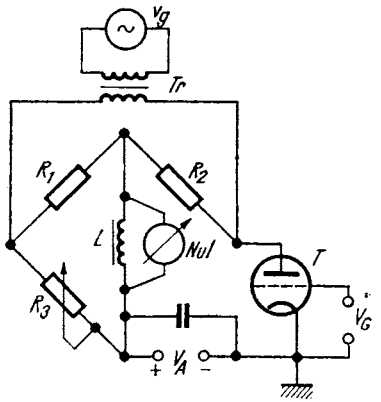


Fig. 14.73. Circuit în punte pentru măsurarea rezistenței interne

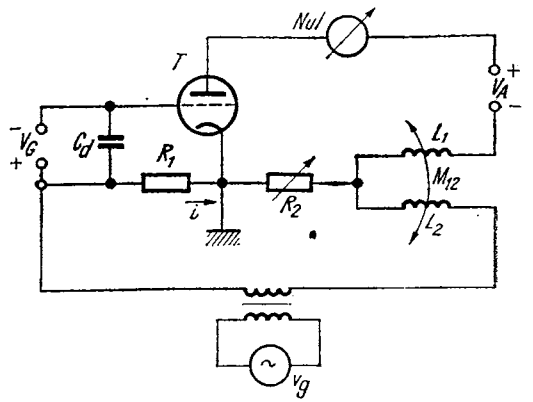


Fig. 14.74. Schemă de măsură pentru factorul de amplificare

toarele L_1 și L_2 compensează efectul capacităților parazite ale tubului, prin modificarea semnalului și mărimii cuplajului mutual M_{12}. Minimul realizat este foarte net. Din condiția de echilibru rezultă valoarea factorului de amplificare

$$\mu = R_2/R_1 \tag{14.60}$$

I este valoarea eficace a curentului injectat în circuit. Pentru o precizie ridicată trebuie ca $R_1 + R_2 \ll R_i$.

Măsurarea pantei.

Montajul utilizat este prezentat în figura 14.75. Curentul anodic al tubului are valoarea $I_a = \mu V_g/(R_3 + R_i) = S_d V_g$, unde $S_d = \mu / (R_3 + R_i)$

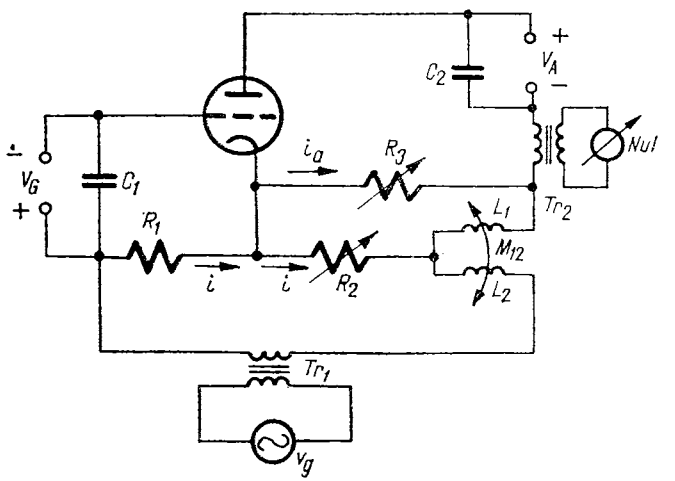


Fig. 14.75. Varianta schemei din figura 14.74 utilizată la măsurarea pantei

este panta dinamică. La echilibru $R_2I = R_3I_a = R_3S_dV_g = R_3S_dR_1I$. Rezultă valoarea pantei

$$S_d = R_2/(R_1R_3) \tag{14.61}$$

La pentode, care au o rezistență internă foarte mare, se deduce:

$$S_d = \mu/(R_3 + R_i) \approx \mu/R_i = S \qquad (R_i \gg R_3) \tag{14.62}$$

deci valoarea pantei poate fi aproximată cu o eroare destul de mică prin S_d.

Relația $S_d = \mu/(R_3 + R_i)$ poate fi scrisă

$$S_d = (\mu/R_i)/(1 + R_3/R_i) = S/(1 + R_3/R_i) \tag{14.63}$$

Deoarece $S_d = R_2/(R_1R_3)$ se obține o nouă expresie pentru calcularea pantei

$$S = R_2(1 + R_3/R_i) \,/\, (R_1R_3) \tag{14.64}$$

Dacă $R_1 = R_2$

$$S = 1/R_3 + 1/R_i \tag{14.65}$$

O altă metodă utilizează, pentru măsurarea pantei, schema din figura 14.76. Prin indicatorul de nul, care trebuie să aibă o impedanță foarte mică, trec curentul anodic $I_a = SV_g$ și curentul $I_{R_s} = V_g/R_s$, injectat prin rezistența R_s. Dacă frecvența este suficient de redusă, ca să nu conteze reactanțele capacităților tubului, curenții I_a și I_{R_s} sînt în antifază, deci condiția de echilibru este $I_a = I_{R_s}$. Se deduce

$$S = 1/R_s \tag{14.66}$$

Măsurarea capacităților dintre electrozi.

Într-o reprezentare simplificată, capacitățile interne ale unei triode sînt C_{ag}, C_{ac} și C_{gc}, conectate ca în figura 14.77. Măsurarea acestora se poate face la puncte, scurtcircuitînd pe rînd cîte doi electrozi. Rezultă mărimile

$$\begin{aligned} C_A &= C_{ag} + C_{ac} \\ C_G &= C_{ag} + C_{gc} \\ C_c &= C_{gc} + C_{ac} \end{aligned} \tag{14.67}$$

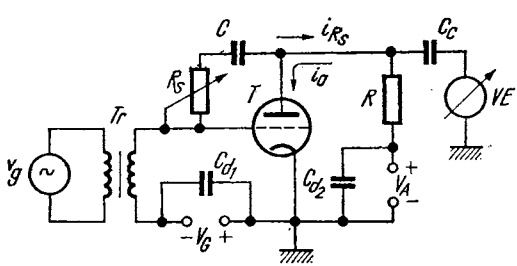


Fig. 14.76. Circuit pentru măsurarea pantei printr-o metodă de nul

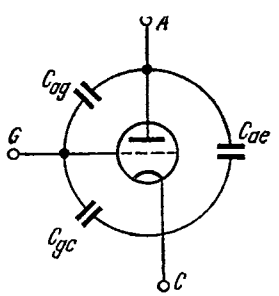


Fig. 14.77. Reprezentarea capacităților parazite ale triode

Capacitățile necunoscute se calculează prin rezolvarea sistemului de ecuații de mai sus. Măsurările se execută cu tubul rece, fără tensiuni aplicate.

La tuburile cu mai multe grile, capacitățile dintre electrozi au valori mici, care se măsoară prin metoda generatorului de semnal standard (fig. 14.78). Între grila și catodul tubului se aplică o tensiune alternativă cunoscută

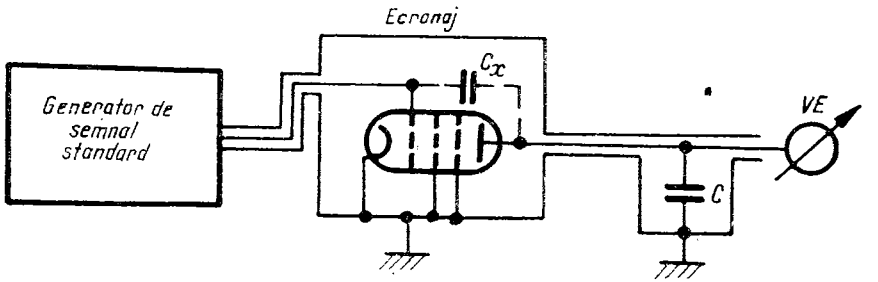


Fig. 14.78. Montaj pentru măsurarea capacităților dintre electrozii unui tub electronic

ca valoare. Cu excepția grilei de comandă și a anodului, toți electrozii se leagă la masă. Anodul se conectează la intrarea unui voltmetru sensibil de înaltă frecvență, cu capacitatea de intrare mare (aproximativ 500 pF). Cu tubul montat se măsoară o tensiune V_1 apoi se introduce, în locul tubului o capacitate standard, de valoare cunoscută C_0 și se măsoară noua tensiune la ieșire V_2. Capacitatea necunoscută se calculează cu relația

$$C_x = C_0 V_1 / V_2 \tag{14.68}$$

Într-o variantă a metodei se aplică de la generatorul de semnal o tensiune V_{g1}, cu tubul montat și se observă deviația instrumentului voltmetrului din circuitul anodic. Înlocuind tubul cu capacitatea cunoscută C_0, se variază amplitudinea semnalului de la generator la valoarea V_{g2}, pentru care voltmetrul indică aceiași tensiune. Se deduce că

$$C_x = C_0 V_{g1} / V_{g2} \tag{14.69}$$

O metodă recomandată de standardele de măsurători utilizează un montaj asemănător (fig. 14.79). Capacitoarele C_1 și C_2 au capacități de ordinul

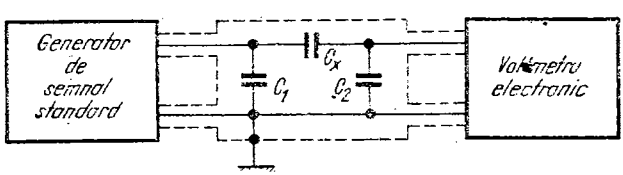


Fig. 14.79. Metodă standard de măsurare a capacităților dintre electrozii tuburilor electronice

sutelor de picofarazi, astfel că se reduc erorile produse de capacitățile parazite care apar în paralel cu ele, prin montarea tubului. Tensiunea de ieșire este proporțională cu raportul C_x / C_2 (dacă $C_x \ll C_2$). Voltmetrul se poate

etalona în valori de capacitate. Frecvența și amplitudinea semnalului de la generator trebuie să fie cît mai stabile.

Măsurarea capacităților tuburilor electronice se poate face la punte, ca în figura 14.80. Transformatorul T_r prezintă în punctele A și C o impe-

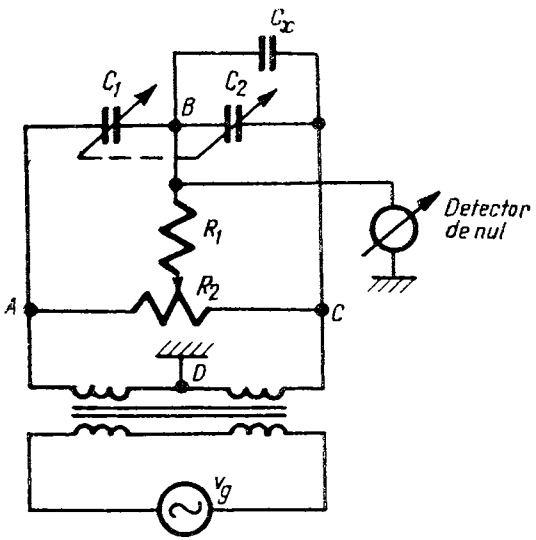


Fig. 14.80. Măsurarea capacităților tuburilor electronice la punte

danță foarte mică față de masă. În acest fel, capacitățile parazite nu afectează echilibrul punții. Capacitatea necunoscută C_x se conectează în paralel cu secțiunea C_2 a condensatorului diferențial care formează brațele AB și BC ale punții. La echilibru rezultă $C_x + C_2 = C_1$, deci $C_x = C_1 - C_2 = 2\Delta C$, unde ΔC este valoarea cu care s-a micșorat capacitatea C_2 și s-a mărit C_1.

BIBLIOGRAFIE

1. Barna A. *Amplificatoare operaționale*, Editura tehnică, București, 1974.
2. Bulucea C., Vais M., Profeta H., *Circuite integrate liniare*, Editura tehnică, București, 1976.
3. Howson D., Smith R. B., *Parametric amplifiers*, Mc. Graw Hill, 1970.
4. Lebedev I. *Microwave Engineering*, Mir Publishers, 1973.
5. Marinescu N. *Analiza circuitelor integrate TTL. Caracteristici statice*, Automatica și electronica, vol. 15 (1971), nr. 1.
6. Morris R. L., Miller J. R. *Designing with TTL Integrated Circuits*, Mc. Graw Hill, 1971.
7. Nicolau E., Beliș M. *Măsurări electrice și electronice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

8. Paul R., *Tehnica măsurării tranzistoarelor*, Editura tehnică, București, 1971.
9. Rouhof H. W. *h_{fe} Measurements at VHF & UHF*, Electronic Engineering, nov. 1973.
10. Rulea G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
11. Watson H. A. *Microwave Semiconductor Devices and their Circuit Applications*, Mc. Graw-Hill, 1969.
12. * * * *Semiconductor Devices. Measurements Concepts*, Tektronix Inc.
13. * * * *S-parameters ... Circuit Analysis and Design*, Culegere de note de aplicații AN 95, Hewlett-Packard, 1968.
14. * * * *Linear Applications*, Culegere de note de aplicații, National Semiconductors Co., ed. II-a, 1973.

15.

Măsurări în domeniul microundelor

15.1. MĂSURAREA FRECVENȚEI ȘI A LUNGIMII DE UNDĂ

Măsurarea frecvenței sau a lungimii de undă a semnalelor din domeniul microundelor intervine frecvent în practica de laborator sau în aplicații. Măsurarea frecvenței înseamnă compararea perioadei fenomenului considerat cu o perioadă standard, corespunzătoare unui fenomen a cărui desfășurare se caracterizează printr-o mare regularitate. Măsurarea lungimii de undă revine, după identificarea a două puncte adiacente pe direcția de propagare în care faza cîmpului variază cu 2π, la măsurarea distanței dintre ele. În cursul propagării printr-un mediu dat, aceste mărimi se află într-o corespondență determinată de relația

$$f\lambda = v \tag{15.1}$$

în care f este frecvența și λ lungimea de undă iar v este viteza de fază prin mediul considerat. Frecvența este o caracteristică intrinsecă a semnalului în timp ce lungimea de undă depinde, ca și viteza de fază, de sistemul fizic prin care are loc propagarea. Atunci cînd acest sistem este cunoscut, măsurarea frecvenței sau a lungimii de undă sînt echivalente. În alte situații însă, măsurarea simultană a frecvenței și a lungimii de undă permit determinarea vitezei de fază, necesară caracterizării unui sistem dat.

În vid, viteza de propagare a cîmpului electromagnetic este $2{,}997928 \cdot 10^{10}$ cm/sec; pentru calculele în care o precizie de $7 \cdot 10^{-4}$ este suficientă se poate adopta valoarea $c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/s. Într-un mediu caracterizat prin permeabilitatea relativă ε și permitivitatea relativă μ, viteza de fază este

$$v = \frac{c}{\mu\varepsilon}. \tag{15.2}$$

În medii dispersive, relația dintre frecvență și lungimea de undă devine mai complicată. Așa, de exemplu, într-un ghid de unde prin care se propagă un mod cu lungimea de undă critică λ_c, lungimea de undă λ_g este corelată cu lungimea de undă corespunzătoare în vid λ_0 prin relația

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \tag{15.3}$$

ε fiind permeabilitatea mediului care umple ghidul de unde. Această relație permite exprimarea frecvenței prin rezultatele măsurării lungimii de undă. Așa, de exemplu, pentru un ghid dreptunghiular prin care se propagă modul fundamental

$$f = \frac{c\sqrt{\lambda g^2 + 4a^2}}{2a\lambda g} \tag{15.4}$$

a fiind dimensiunea mare a secțiunii dreptunghiulare.

Atunci cînd se poate recurge fie la măsurarea frecvenței fie la cea a lungimii de undă, determinarea frecvenței este preferabilă din punctul de vedere al preciziei care poate fi obținută, îndeosebi prin comparare cu etaloanele de frecvență de mare precizie care sînt disponibile. În cele mai multe aplicații, controlul precis al frecvenței este de mare însemnătate, deci condițiile de precizie în măsurarea acestei mărimi sînt riguroase.

15.1.1. MĂSURAREA FRECVENȚEI PRIN METODE DE COMPARAȚIE

Cele mai precise măsurări de frecvență în domeniul microundelor se realizează prin compararea frecvenței necunoscute cu o frecvență cunoscută cu exactitate. Ca principiu, metodele de comparație sînt asemănătoare cu metodele de acest tip folosite la frecvențe mai joase. Ele necesită o aparatură complexă și sînt utilizate mai rar decît metodele de rezonanță. Prin astfel de metode se realizează de obicei etalonarea undametrelor, care servesc apoi la măsurările curente.

Frecvențele cunoscute cu precizie și foarte stabile care se utilizează ca etalon pentru comparare provin de la standarde de frecvențe pentru microunde. Dintre acestea, unele se etalonează cu ajutorul observațiilor astronomice sau a standardelor atomice de frecvență.

Măsurarea directă a frecvenței.

Ideea acestei metode este măsurarea cu ajutorul unui instrument disponibil la frecvențe mai joase a diferenței dintre semnalul de microunde și un semnal de frecvență apropiată, precis cunoscută. Montajul este ilustrat prin figura 15.1. Frecvența etalon se obține de la un generator care pornește de la un oscilator local stabilizat cu cuarț. Uneori, oscilatorul comandă mișcarea unui ceas sincron, a cărui indicație este comparată cu timpul astronomic, controlîndu-se astfel stabilitatea pe termen lung. Pentru asigurarea stabilității pe termen scurt se iau măsuri de termostatare și de stabilizare a tensiunilor de alimentare. Pentru mărirea preciziei, uneori se recurge și la compararea unui multiplu corespunzător al frecvenței oscilatorului cu frecvența de absorbție moleculară a unui anumit gaz, diferența de frecvență fiind tradusă într-o tensiune care stabilizează frecvența oscilatorului. Un lanț ulterior de multiplicare aduce frecvența stabilizată în gama microundelor. Ultimul etaj poate fi realizat pe baza unui clistron multiplicator, care produce mai multe armo-

nici consecutive. Distanța dintre aceste frecvențe standard poate fi redusă prin utilizarea modulației de fază a clistronului. Spectrul oscilației în fază este constituit dintr-un mare număr de frecvențe laterale separate prin frecvența de modulație. Se poate obține astfel o secvență relativ densă de frecvențe standard echidistante.

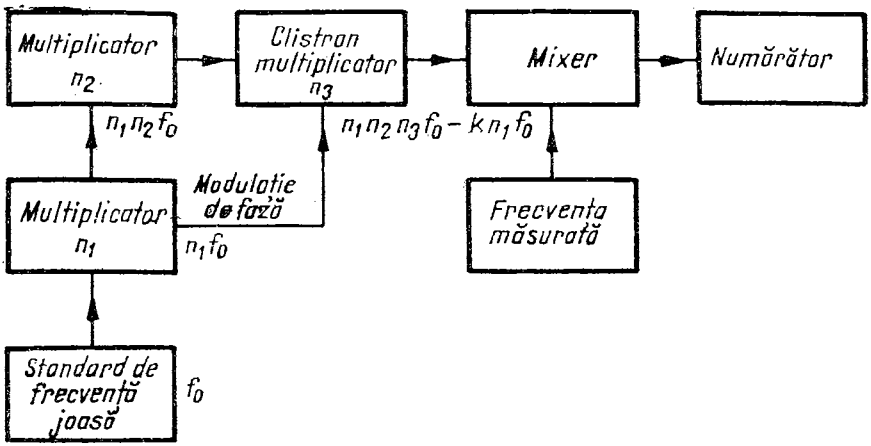


Fig. 15.1. Schema bloc a montajului de măsurare directă a frecvenței

O primă etapă a măsurării trebuie să conducă la cunoașterea aproximativă a frecvenței necunoscute, pe baza căreia să se selecteze cea mai apropiată dintre frecvențele etalon. Aceasta se mixează apoi cu frecvența necunoscută. Diferența este măsurabilă cu ajutorul unui contor. Eroarea relativă a acestuia se reduce mult atunci cînd raportarea erorii absolute se face la frecvența totală, și nu la diferența aplicată contorului. În eroarea globală se face simțită precizia cu care se cunoaște frecvența fundamentală a standardului precum și zgomotul care însoțește semnalul oscilatorului.

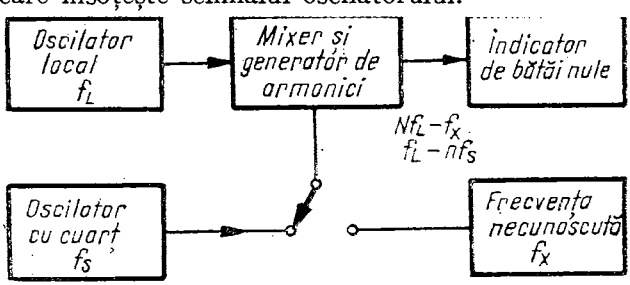


Fig. 15.2. Schema bloc a montajului de măsurare a frecvenței prin metoda interpolării

Măsurarea prin metoda interpolării.

Această metodă, ilustrată în figura 15.2, constă în mixarea frecvenței necunoscute cu o armonică de ordin dat a unui oscilator de frecvență reglabilă — și varierea frecvenței acestuia pînă la obținerea unor bătăi nule sau

de frecvență dată. Oscilatorul local — cunoscut sub numele de oscilator de interpolare — este apoi comparat ca frecvență cu șirul de frecvențe etalon dat de un standard. În acest fel se obține cunoașterea precisă a frecvenței sale pentru anumite poziții discrete de reglaj. Între ele se adoptă o interpolare liniară — care permite și stabilirea frecvenței corespunzătoare submultiplului frecvenței măsurate.

Interpolarea este o sursă de erori — cu atît mai mici cu cît frecvențele etalon sînt mai apropiate între ele.

Bătăile nule se pot pune în evidență cu un instrument de măsură, cu căști sau cu un osciloscop. Pentru comparare se pot folosi însă și receptoare sau analizoare de spectru, în care caz se urmărește indicația maximă a instrumentului de la ieșire, care marchează o frecvență anumită a bătăilor (frecvența de acord a receptorului sau frecvența intermediară a analizorului de spectru). Sensibilitatea acestor indicatoare este superioară celei a indicatoarelor de frecvență nulă, însă precizia măsurării este influențată de selectivitatea amplificatoarelor acordate.

Dacă f_1 este frecvența oscilatorului de interpolare iar f_2 — frecvența de acord a receptorului sau frecvența intermediară a analizorului de spectru, frecvența necunoscută este

$$f_x = nf_1 \pm f_2 \tag{15.5}$$

n fiind ordinul armonicii. Ambiguitatea semnului în relația de mai sus provine din faptul că frecvența necunoscută poate fi situată mai sus sau mai jos decît frecvența oscilatorului local. Evitarea ei se face acordînd oscilatorul de interpolare dinspre frecvențe joase spre frecvențe înalte. Răspunsul maxim al indicatorului se obține la două frecvențe apropiate: prima este cea căreia îi corespunde semnul plus.

Dacă ordinul armonicii oscilatorului local cu care este comparată frecvența necunoscută nu este precis cunoscut — ceea ce ar reveni la cunoașterea aproximativă a frecvenței măsurate — se reglează oscilatorul local pentru obținerea succesivă a două puncte de comparare. Dacă frecvențele oscilatorului local în aceste puncte sînt f_1' și f_1'' $(f_1' < f_1'')$ vom avea

$$f_x = Nf_1'' \pm f_2 = (N+1)f_1' \pm f_2 \tag{15.6}$$

de unde

$$N = \frac{f_1'}{f_1'' - f_1'} \tag{15.7}$$

și

$$f_x = \frac{f_1' f_1''}{f_1'' - f_1'} \pm f_2. \tag{15.8}$$

Cu mare atenție trebuie să se verifice ca în ambele cazuri frecvența necunoscută să se afle de aceeași parte a frecvenței de comparare (cu alte cuvinte ca în exprimarea lui f_x prin f_1' sau f_1'', să intervină cu același semn).

Instrumentul realizat după principiul metodei interpolării este numit *frecvențmetru heterodină*. Precizia sa depinde de stabilitatea pe termen scurt

a oscilatorului local, de separarea punctelor de etalonare cu oscilatorul stabil, de liniaritatea oscilatorului local între aceste puncte. Se realizează erori de ordinul sutimilor de procent.

Măsurarea prin metoda aditivă.

Metoda aditivă face uz de compararea frecvenței necunoscute cu o frecvență variabilă precis cunoscută, provenită din însumarea unui multiplu al frecvenței unui oscilator foarte stabil — cu cuarț — cu frecvența relativ joasă a unui oscilator reglabil, de precizie moderată. După însumare poate interveni o nouă multiplicare, așa încît să se obțină o frecvență de comparare suficient de înaltă și variabilă pe un domeniu suficient de larg. Faptul că din cei doi termeni ai sumei cel mai mare este constant și foarte stabil face ca eroarea relativă globală să fie mică.

Ca și în cazul metodei interpolării, compararea se face fie cu ajutorul unui indicator de frecvență nulă a bătăilor, fie cu un receptor sau un analizator de spectru. În acest din urmă caz se va verifica dacă frecvența necunoscută este superioară sau inferioară frecvenței standard.

15.1.2. MĂSURAREA FRECVENȚEI PRIN METODE DE REZONANȚĂ

Proprietatea circuitelor rezonante de a răspunde prin oscilații de amplitudine maximă la semnalele cu frecvența lor de rezonanță, selectînd această frecvență cu atît mai exact cu cît factorul lor de calitate este mai ridicat, este utilizată și în microunde — ca și în gamele clasice de frecvență — pentru măsurarea frecvențelor. Ceea ce este însă caracteristic microundelor este modul de realizare al acestor circuite — care, de regulă, au constante distribuite. O treaptă intermediară între circuitele oscilante *LC* și circuitele cu constante distribuite este reprezentată de circuitele de tip „fluture" (fig. 15.3) cu o bobină cu o singură spiră, care reprezintă statorul, în interiorul căruia este montat coaxial un rotor care constituie una dintre armăturile unui condensator variabil. La deplasarea rotorului se modifică simultan și inductanța și capacitatea circuitului. Alegînd o formă corespunzătoare pentru rotor, se poate obține o variație liniară sau logaritmică a frecvenței cu unghiul. Utilizarea ca undametru a unor circuite „fluture" calibrate este limitată superior la domeniul de frecvențe înalte din gama undelor decimetrice.

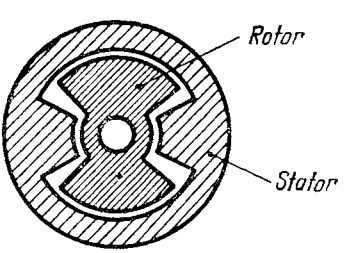


Fig. 15.3. Circuit acordat de tip „fluture" pentru frecvențe foarte înalte

Undametre coaxiale

La frecvențe mai înalte se pot utiliza undametre coaxiale care reprezintă o linie coaxială scurt circuitată la ambele capete, slab cuplată cu un generator și cu un detector. Unul dintre scurtcircuite, realizat sub forma unui piston,

este mobil. Indicația detectorului este maximă atunci cînd prin reglarea poziției pistonului, linia devine rezonantă. Poziția pistonului poate fi reglată cu precizie și citată pe o scală gradată. Între poziția pistonului și frecvența de rezonanță a undametrului, se poate stabili o corespondență printr-o etalonare prealabilă. Etalonarea însă nu este obligatorie, deoarece între două poziții consecutive de rezonanță ale pistonului distanța este egală cu jumătatea lungimii de undă.

Pentru o cavitate coaxială frecvențele de rezonanță rezultă din relația $d = n\frac{\lambda}{2}$ sau

$$f = \frac{nc}{2d}. \tag{15.9}$$

Pentru evitarea ambiguităților, gama de frecvențe în care funcționează undametrul este limitată de obicei la mai puțin de o octavă. Această limitare nu mai este necesară dacă lungimea de undă este măsurată ca dublul distanței dintre două poziții consecutive de acord.

Precizia undametrului coaxial depinde de factorul său de calitate, determinat la rîndul său în mare măsură de calitatea contactului mobil. De obicei se folosesc contacte cromate care lucrează pe suprafețe argintate.

O altă formă în care se pot prezenta undametrele coaxiale este cea din figura 15.4. Este vorba de o cavitate de formă cilindrică printr-unul din pereții căreia pătrunde un conductor coaxial. În cavitatea cilindrică frecvența critică este mai înaltă decît frecvența de lucru, așa încît singurul mod posibil este modul TEM, în regiunea coaxială. Cavitatea coaxială care suportă acest mod este deci scurtcircuitată la un capăt și în gol la celălalt capăt. Lungimea ei rezonantă este de un sfert de lungime de undă (sau un număr impar de sferturi de lungime de undă, caz care însă nu se utilizează).

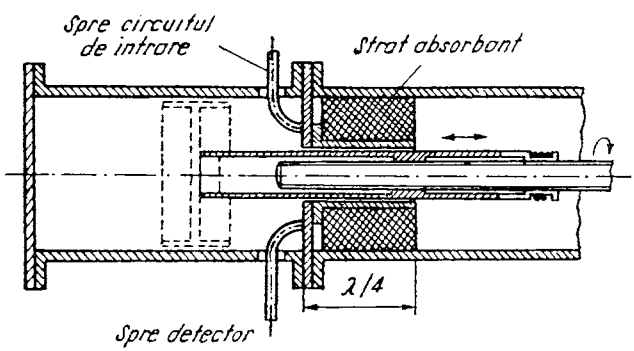


Fig. 15.4. Undametru coaxial

Acordarea cavității se face prin introducerea conductorului centrat pe o lungime corespunzătoare cu ajutorul unui șurub micrometric. Lungimea la rezonanță diferă de $\lambda/4$ din cauza reactanței reflectate de cuplajele cu generatorul și detectorul, a capacității echivalente dintre capătul conductorului inferior și conductorul exterior precum și de imperfecțiunea scurtcircuitului.

Cuplajele sînt de obicei slabe și reglabile. Capacitatea terminală a conductorului interior are ca urmare o scurtare a acestuia la rezonanță

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{2\pi c}{\lambda} C. \tag{15.10}$$

$$C = \frac{0{,}115a}{\ln a/b} \tag{15.11}$$

a și b fiind razele exterioare și interioară. Uneori, pentru micșorarea capacității, conductorul interior este făcut tubular. Alteori, la lungimi de undă mai mari, scurtarea este un efect dezirabil și se obține mărind intenționat capacitatea (de pildă terminînd conductorul interior printr-un disc). Contactul conductorului interior cu peretele cavității se face fie prin contacte elastice, fie printr-un canal îngust, de lungime $\frac{\lambda}{4}$, care se prezintă la intrare ca un scurt circuit.

Limita superioară a frecvențelor pentru care se utilizează undametrele coaxiale se situează în jurul a 10 GHz; pentru frecvențe mai înalte, precizia cu care se poate stabili poziția pistonului nu asigură o precizie satisfăcătoare a determinării lungimii de undă.

Undametre cu cavități rezonante.

Pentru obținerea unei precizii mai mari, în gama undelor centimetrice se utilizează în calitate de circuite acordate cavitățile rezonante. Cavitățile folosite ca undametre provin, în cele mai multe cazuri, dintr-un ghid de secțiune circulară terminat la ambele capete prin scurtcircuit. Factorul de calitate al acestor cavități poate atinge valori substanțial mai mari decît cel a circuitelor acordate cu linii coaxiale.

Într-o cavitate cilindrică se pot excita diverse tipuri de oscilații, care se deosebesc prin modul existent în ghidul cilindric sau prin numărul de jumătăți de lungime de undă care se așternd-a lungul axei. Dacă diametrul cavității este D iar lungimea ei este d, frecvențele de rezonanță pot fi determinate cu ajutorul relației

$$f^2 = \frac{c^2}{\lambda_c^2} + \left(\frac{nc}{2d}\right)^2 \tag{15.12}$$

în care λ_c pentru modul respectiv este proporțională cu D. Înmulțind relația de mai sus cu D^2 obținem

$$(fD)^2 = \frac{c^2 D^2}{\lambda_c^2} + \left(\frac{nc}{2}\right)^2 \left(\frac{D}{d}\right)^2. \tag{15.13}$$

Primul termen din partea a doua este o constantă pentru un mod dat în ghidul cilindric. Reprezentînd deci $(fD)^2$ în funcție de $\left(\frac{D}{d}\right)^2$ se obține, pentru fiecare mod de oscilație, cîte o dreaptă (fig. 15.5). Unele drepte coincid; aceasta se întîmplă, de pildă, în cazul modurilor TE_{01n} și TM_{11n}, datorită faptului că în ghidul cilindric modurile TE_{01} și TM_{11} au lungimi de undă critice egale. În aceste cazuri, ca și în punctele în care drepte diferite se intersectează, oscilațiile cavității sînt degenerate. Degenerarea mai multor moduri de oscilație este un fenomen nedorit, întrucît pentru etalonarea univocă a cavității, pentru orice frecvență din gama sa de funcționare trebuie să corespundă o

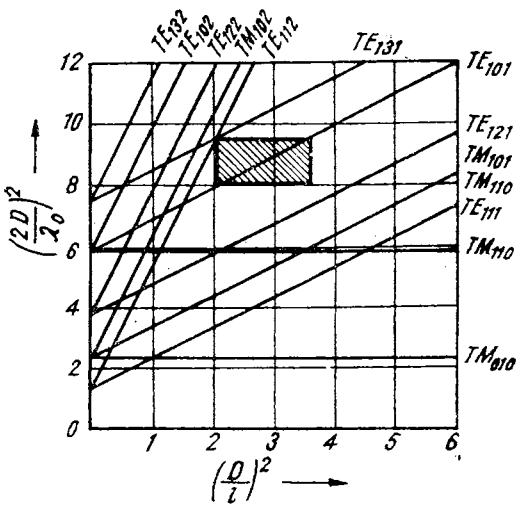


Fig. 15.5. Diagrama modurilor pentru o cavitate rezonantă cilindrică.

TE_{011}. Primul, a cărui configurație de permite acoperirea celei mai largi game de Celălalt, cu configurația din figura 15.6,

singură valoare a lungimii d care reprezintă elementul reglabil. În plus, degenerarea unor moduri de oscilație diferite poate fi însoțită de scăderea factorului de calitate. De aceea, gama de frecvențe a cavității, forma ei și limitele de variație a lungimii se stabilesc astfel încît să delimiteze pe grafic un dreptunghi tăiat de o singură dreaptă (ca în figură). Evitarea excitării unor moduri de oscilație se poate face și prin alegerea unor procedee corespunzătoare de cuplaj, în care caz dreptele corespunzătoare modurilor astfel eliminate pot să nu fie luate în considerare.

De obicei, modurile alese pentru cavitățile cilindrice utilizate ca undametre sînt TE_{111} sau cîmp este dată în fig. 15.6, *a*, frecvență (aproximativ 1,5 : 1). *b* prezintă avantajul unui fac-

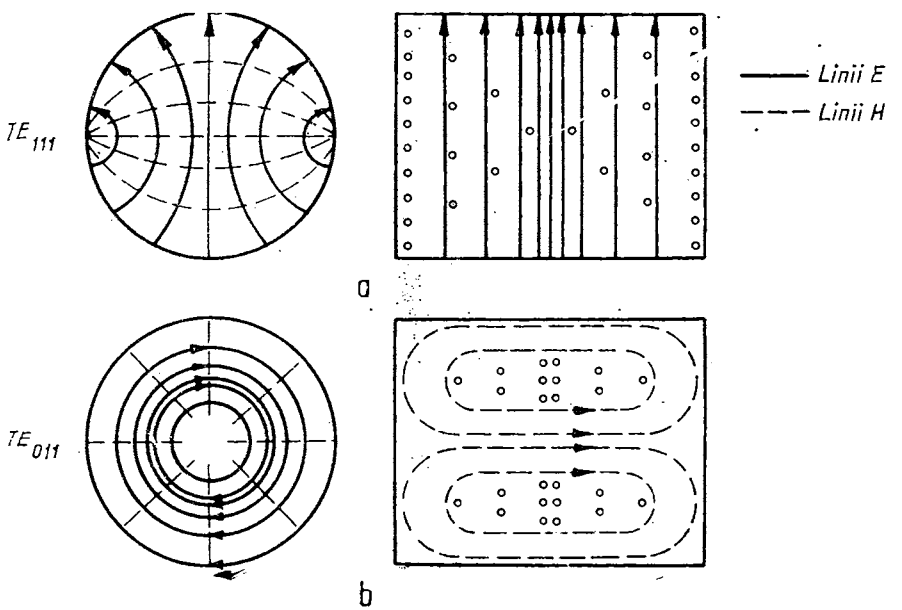


Fig. 15.6. Configurația liniilor de cîmp într-o secțiune transversală și într-una longitudinală a unei cavități rezonante cilindrice:
a — modul TE_{111}; *b* — modul TE_{011}

tor de calitate superior precum și acela că prin planele de scurtcircuitare nu există curenți radiali, care să se închidă prin peretele lateral, deci calitatea contactului nu este un factor critic iar scurtcircuitul mobil poate fi realizat chiar sub forma unui piston fără contact, nefiind necesar ca aceasta

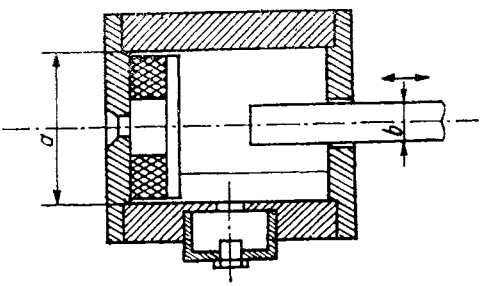


Fig. 15.7. Undametru cu cavitate rezonantă pentru frecvențele superioare din gama undelor centimetrice

să aibă o lungime precisă. Absența pierderilor, provocate de contactul imperfect între piston și interiorul cavității permite obținerea unor valori mari ale factorului de calitate. Atingerea acestor valori are loc însă doar dacă suprafețele interioare sînt extrem de precis prelucrate — de obicei argintate, lustruite și apoi acoperite cu o peliculă de aur sau rhodiu care evită coroziunea.

Orice abatere a formei de la un cilindru circular drept (elipticitatea secțiunii sau neperpendicularitatea pe axă a suprafeței pistonului) modifică aspectul cîmpului așa încît apar curenți radiali care reduc substanțial factorul de calitate.

Pentru lungimi de undă din partea superioară a gamei undelor centimetrice se folosesc cavități parțial coaxiale, cu modul TE_{011} (fig. 15.7). În locul pistonului, acordarea se face prin pătrunderea pe o lungime variabilă a unui conductor central. Gama de acord este mărginită superior de frecvența de rezonanță a cavității cilindrice (cu conductorul central complet scos) și inferior de cea a cavității coaxiale (cu conductorul central introdus la maximum). Acordul se face foarte fin, așa cum este de altfel necesar la frecvențe de peste 20 GHz.

În partea inferioară a gamei undelor centimetrice devin recomandabile cavitățile cilindrice cu modul TE_{111}, care au dimensiuni liniare mai mici cu 30—50%. Pistonul se realizează fără contact, însă pe o lungime de $\lambda/4$ care să se prezinte la intrare ca un scurtcircuit atunci cînd ieșirea este în gol.

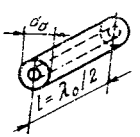
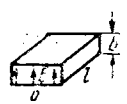
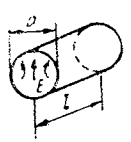
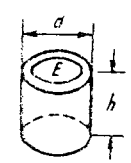
Mai rar se folosesc cavități cu modul TE_{112}, asemănătoare celor cu modul TE_{111} dar avînd o gamă mai îngustă de unicitate a modului de oscilație.

Uneori se folosesc pentru măsurarea frecvenței și cavități paralelipipedice, constituite dintr-un ghid de secțiune dreptunghiulară excitat în modul fundamental, terminat la ambele capete prin plăci de scurtcircuitare dintre care una este deplasabilă. Oscilațiile au loc în modul TE_{101}.

Pentru cazurile citate, tabelul următor dă relația de calcul a lungimii de undă de rezonanță și a factorului de calitate. În această ultimă relație, lungimea de undă este exprimată în cm iar materialul din care este confecționată cavitatea se presupune a fi cuprul; atunci cînd cavitatea este din alt

metal, valoarea obținută pentru Q trebuie înmulțită cu $\sqrt{\frac{\sigma}{\sigma_{cu}}}$ — unde σ este conductibilitatea metalului respectiv.

Tabelul 15.1

Tipul rezonatorului	Modul de oscilație	Dimensiuni la rezonanță	Factorul de calitate
	TEM	$l = \lambda/2$	$\frac{0{,}65 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{1 + 0{,}9\lambda_0/d_a}$
	TE_{110}	$\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{l}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$	Pentru $a = l$ $\frac{0{,}92 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{1 + 0{,}354\lambda_0/b}$
	TE_{111}	$\left(\frac{1}{l}\right)^2 + 1{,}37\left(\frac{1}{d}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$	Pentru $d = l$ $0{,}735 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}$
	TE_{101}	$\left(\frac{1}{h}\right)^2 + 5{,}94\left(\frac{1}{d}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$	$\frac{1{,}585 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{\left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{2h}\right)^2\right]^{3/2} + 2{,}44\left(\frac{\lambda_0}{2h}\right)^3}$

Cavitățile rezonante utilizate pentru măsurarea frecvenței pot fi cuplate în circuitul de microunde în diferire feluri. În montajul de absorbție (fig. 15.8, *a*) cavitatea este cuplată slab la linia de transmisie terminată printr-un detector. Circuitul echivalent (fig. 15.8, *b*) permite înțelegerea modului de

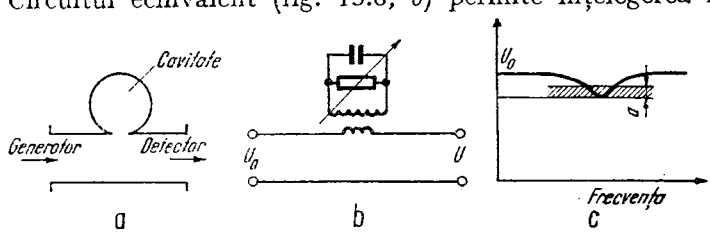


Fig. 15.8. Utilizarea undametrelor cu cavitate rezonantă pentru măsurarea frecvenței prin metoda absorbției rezonante:
a — schema montajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — semnalul detectat în funcție de frecvență

utilizare al unei astfel de cavități: prin acordarea ei se obține, la frecvența de rezonanță, un minimum brusc al indicației detectorului datorat absorbției în cavitate (fig. 15.8, *c*). În montajul de transmisie (fig. 15.9, *a*) cavitatea este prevăzută cu un cuplaj de la generator și un altul spre detector (fig.

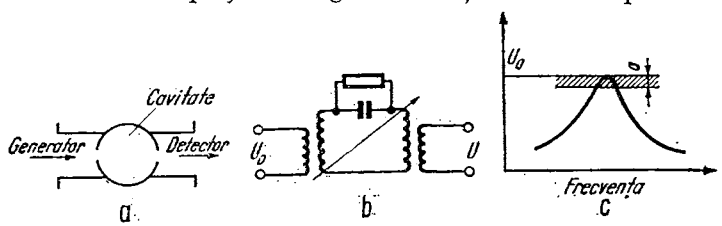


Fig. 15.9. Utilizarea undametrelor cu cavitate rezonantă pentru măsurarea frecvenței prin metoda transmisiei rezonante:
a — schema montajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — semnalul detectat în funcție de frecvență

15.9, *b*). Detectorul indică semnal doar în imediata vecinătate a frecvenței de rezonanță (fig. 15.9, *c*). Cavitățile cuplate în montaj de transmisie nu se înserează, de regulă, pe linia principală, ci în brațul unui cuplor direcțional.

Erori în măsurarea frecvenței prin metode de rezonanță.

Selectivitatea sistemului — funcție de factorul de calitate al cavității și de modul ei de cuplare — limitează precizia măsurării frecvenței prin faptul că există un interval în jurul frecvenței de rezonanță în care variația indicației instrumentului de măsură este insuficientă pentru a fi pusă în evidență. Eroarea respectivă depinde de factorul de calitate al cavității și de precizia instrumentului indicator. Pentru același factor de calitate, eroarea este aproximativ aceeași pentru cazul cavității în montaj de absorbție sau de transmisie. Factorul de calitate al circuitelor acordate cu constante concentrate de tip fluture este de ordinul sutelor; pentru circuitele acordate provenind din segmente de linii coaxiale el poate depăși 1000 — în timp ce pentru cavitățile rezonante propriu-zise se situează între 1000 și zeci de mii. Pentru ca cuplajele să nu micșoreze drastic valoarea factorului de calitate, ele se aleg pe cît posibil slabe.

Precizia sistemului mecanic de reglare a acordului cavității și calitatea contactelor dintre elementul mobil și cele fixe influențează reproductibilitatea reglării frecvenței de acord și, prin intermediul acesteia, precizia măsurării frecvenței.

Există cavități rezonante de precizie medie, utilizabile într-o gamă largă de frecvențe la care determinarea frecvenței — cu precizii între 0,01% și 1% — se face cu relativă ușurință și cavități rezonante de mare precizie, care acoperă game reduse dar permit precizii de 0,005% — ajungînd la 0,001% în măsurarea diferențelor de frecvență. Atunci cînd se utilizează un asemenea undametru, măsurarea se face în două etape: întîi se stabilește valoarea aproximativă a frecvenței, cu un instrument de precizie medie, apoi valoarea este precizată cu cavitatea de înaltă precizie. Aceasta pentrucă la ultimele reglajul trebuie făcut încet și cu mare atenție, existînd altfel riscul ca indicația corespunzînd rezonanței extrem de ascuțite să treacă neobservată.

Variațiile de căldură și de umiditate afectează constanta dielectrică a aerului din interiorul cavității și, pe această cale, frecvența de rezonanță a acesteia. Pentru măsurări de precizie se face o corecție care să țină seama de modificările mediului ambiant față de condițiile în care s-a făcut etalonarea.

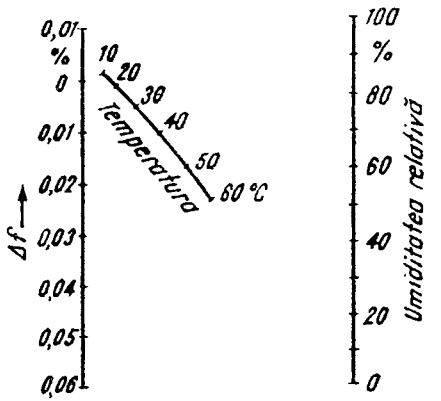


Fig. 15.10. Nomogramă pentru corecția la frecvența unei cavități rezonante în funcție de condițiile fizice ale mediului ambiant (umiditate și temperatură)

Corecția se poate face cu ajutorul nomogramei din figura 15.10 în care variația relativă (în procente) a frecvenței de acord față de cea nominală se citește pe axa din stînga, la intersecția cu dreapta definită de punctele care dau temperatura și umiditatea relativă pe acele respective. Condițiile de etalonare sînt în acest caz 25° C și 60% umiditate relativă. Se vede că, în condiții tipice, erorile care apar la folosirea etalonării în alte condiții decît cele nominale sînt de ordinul de mărime al sutimii de procent.

Eliminarea acestei categorii de erori se poate realiza, dacă este necesar, ermetizînd cavitatea care este fie vidată, fie umplută cu gaz inert uscat.

Variația temperaturii influențează și pe altă cale frecvența de acord a cavității — și anume prin modificarea dimensiunilor sale. Cuprul, de pildă, are un coeficient de dilatare de $16 \cdot 10^{-6}$/°C. Minimizarea erorii se face construind cavitatea dintr-un material cu coeficient de dilatare mai mic, cum ar fi invarul ($1{,}3 \cdot 10^{-6}$/°C) sau ceramica ($0{,}7 \cdot 10^{-6}$/°C) ori cuarțul ($0{,}3 \cdot 10^{-6}$/°C) acoperite în interior cu un strat metalic subțire. Uneori se folosesc materiale cu coeficienții de dilatare diferiți, în cavități de o astfel de formă încît efectele variației diverselor dimensiuni să se compenseze.

Cavitățile rezonante de precizie, compensate termic, umplute cu un gaz inert pur și ermetizate pot servi ca standarde secundare de frecvență.

15.1.3. MĂSURAREA LUNGIMII DE UNDĂ CU LINIA DE MĂSURĂ

Pentru măsurarea lungimii de undă conform definiției acesteia, este necesar să se pună în evidență două puncte succesive situate pe direcția propagării undei și să se măsoare distanța dintre ele. În cazul unei unde progresive, această problemă este extrem de complicată, deoarece faza cîmpului este o mărime dificil de determinat cu precizia necesară, iar compararea fazei între două puncte diferite este cu atît mai problematică. În schimb, atunci cînd propagarea este însoțită de reflexii, structura globală a cîmpului rezultă din interferența între unda directă și cea reflectată, ambele de aceeași lungime, astfel că, în raport cu fazele relative, amplitudinile celor două unde se compun în mod diferit. Ca rezultat, de-a lungul direcției de propagare rezultă maxime și minime, separate între ele printr-un sfert de lungime de undă. În cazul

unei reflexii totale, minimele devin nuluri ale amplitudinii. Variațiile de fază pentru fiecare dintre cele două unde componente se traduc prin variații de amplitudine ale cîmpului total, mult mai ușor de pus în evidență. Măsurarea lungimii de undă se face prin explorarea cîmpului cu ajutorul unor sonde mobile, a căror poziție poate fi precizată cu ajutorul unei scări gradate în distanțe.

Măsurarea lungimii de undă din distribuția de cîmp în undă staționară.

Instrumentul utilizat pentru explorarea cîmpului dintr-o linie coaxială sau dintr-un ghid de unde este linia de măsură. Principalul element al liniei de măsură este un segment de linie de transmisiune (sau ghid de unde) de dimensiuni standard, de-a lungul căreia este practicată o fantă prin care pătrunde o sondă. Un mecanism de precizie permite deplasarea strict longitudinală a sondei prin fantă, fără variația adîncimii pînă la care ea pătrunde în interiorul liniei. O scară gradată, cu vernier, dă posibilitatea stabilirii exacte a poziției sondei (pentru determinări de precizie adăugîndu-se uneori un instrument micrometric de indicare a micilor deplasări). Semnalul cules de sondă se aplică unui detector montat într-un circuit rezonant, acordat pe frecvența semnalului.

Ca în orice sistem de măsură, o condiție esențială este aceea ca procesul măsurării să nu perturbe însăși mărimea măsurată. În acest scop, fanta trebuie practicată pe linie într-o poziție în care prezența ei să fie cît mai puțin resimțită de cîmp și să fie cît mai îngustă. Teoretic, o tăietură infinit subțire în peretele unei linii nu influențează structura cîmpului dacă este perpendiculară pe liniile de cîmp magnetic în fiecare punct al ei. Într-o linie coaxială, orice fantă longitudinală satisface această condiție. Pentru un ghid de unde de secțiune dreptunghiulară însă, doar fantele longitudinale practicate prin mijlocul peretului lat nu intersectează linii de curent și, prin urmare, nu radiază. Lungimea fantei trebuie să depășească o lungime de undă, așa încît indiferent de caracterul sarcinii, să poată fi identificate cel puțin două minime.

Sonda trebuie să pătrundă cît mai puțin în interiorul liniei, așa încît fracțiunea din puterea semnalului pe care o preia să fie neglijabilă, ceea ce înseamnă distorsiuni neglijabile introduse în configurația cîmpului.

Pentru măsurarea lungimii de undă este indicat să se determine distanța dintre două extremumuri ale amplitudinii cîmpului pe direcția propagării, al cărei dublu reprezintă valoarea căutată. Este mai avantajos să se identifice minimele decît maximele, întrucît, după ce stabilirea aproximativă a poziției unui minim se face la o sensibilitate a instrumentului indicator care să permită și citirea maximelor, în jurul minimumului se poate trece la o sensibilitate mai mare, pentru care micile variații de nivel să fie mai ușor sesizabile.

De regulă, detectorul liniei are, pentru semnale mici, o caracteristică de detecție parabolică. Pentru o bună precizie a stabilirii minimelor, este de dorit ca pe linie să existe un coeficient de undă staționară cît mai mare, ceea ce, practic, se obține terminînd linia de măsură printr-un scurtcircuit. În acest caz, în apropierea nulului, condițiile de detecție parabolică sînt satisfăcute. Legea sinusoidală de variație a amplitudinii undei staționare determină o lege de tip $\sin^2 x$ de variație a semnalului detectat, caracterizată prin faptul că derivata în imediata vecinătate a nulului este nulă, deci efectul micilor

deplasări ale sondei este foarte greu evidențiabil. Pentru mărirea preciziei, se preferă să se facă două citiri ale poziției sondei în vecinătatea nulului de ambele părți ale acestuia, corespunzătoare unui același nivel — oarecare — al semnalului detectat, puncte în care variația semnalului cu poziția este mai pronunțată. Poziția nulului se ia ca fiind mijlocul distanței dintre cele două puncte determinate.

O sursă de eroare în măsurarea lungimii de undă cu linia de măsură este constituită de prezența fantei, care modifică cu pînă la un procent constanta de propagare a liniei fără fantă. Această eroare se poate elimina dacă, în locul scurtcircuitului, linia este terminată printr-un piston de scurtcircuitare mobil, cu deplasare precis controlată. În acest caz, sonda rămîne fixă, iar pistonul se deplasează așa încît, pentru două poziții ale sale, indicația instrumentului să fie nulă. Între aceste poziții, distanța este de jumătate din valoarea reală a lungimii de undă. Și în cadrul acestui din urmă procedeu se poate utiliza metoda descrisă anterior de identificare mai exactă a poziției corespunzătoare nulului.

În caz că sursa de microunde este de putere mare, deseori nu se admite funcționarea acesteia pe o sarcină cu coeficient mare de reflexie, deci excitare directă de către o astfel de sursă a liniei de măsură terminată în scurtcircuit trebuie evitată. Se poate conecta însă această linie în brațul unui cuplor direcțional, așa încît prin ea să se derive o fracțiune mică a puterii sursei, principala parte a acestei puteri fiind absorbită de o sarcină adecvată.

Erori în măsurarea lungimii de undă cu linia de măsură.

Problema preciziei măsurării lungimii de undă cu linia de măsură trebuie privită sub două aspecte. În primul rînd, factorii legați de calitatea semnalului și a aparaturii limitează precizia cu care se poate determina lungimea de undă pe linia de măsură. În al doilea rînd, această determinare interesează doar în baza presupunerii că lungimea de undă pe linia de măsură coincide cu lungimea de undă pe o linie uniformă, fără pierderi, fără fantă, de secțiune identică cu a liniei de măsură. Coincidența este însă doar aproximativă așa încît abaterile existente trebuie la rîndul lor apreciate ca erori.

Prima categorie de erori provine din fluctuațiile frecvențelor semnalului — care se traduc în fluctuații ale poziției nulurilor de cîmp, din limitarea puterii semnalul care poate avea ca urmare faptul că în jurul minimelor semnalul să fie înecat în zgomot — precum și din toleranțele cu care este realizată linia de măsură, precizia instrumentelor indicatoare etc.

Cea de a doua categorie este mai specifică și trebuie deci discutată mai în detaliu.

Atenuarea existentă pe linie — datorată pierderilor în conductoare și pierderilor prin radiație — provoacă o micșorare a lungimii de undă față de cea a liniei fără atenuare.

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda g_g} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^2 - \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right)^2 \frac{\alpha}{\beta} \tag{15.14}$$

unde λ_g și λ_0 sînt lungimile de undă pe linie și în spațiul liber, α este constanta de atenuare iar $\beta = 2\pi/\lambda_g$ este constanta de fază a liniei.

Metoda de măsurare a lungimii de undă comportă după cum s-a arătat stabilirea a două minime ale distribuției de cîmp, cu linia terminată în scurtcircuit La o linie cu atenuare, cîmpul în minimumul mai apropiat de scurtcircuit este mai mic decît în minimumul următor, mai îndepărtat. Constanta de atenuarese poate aprecia din relația

$$\alpha \approx \frac{2(|U|_{min_1} - |U|_{min_2})}{|U|_{max}\,\lambda_g} \tag{15.15}$$

indicii 1 și 2 fiind aleși așa încît diferența să fie pozitivă. U este indicația detectorului liniei — presupusă a fi proporțională cu amplitudinea cîmpului.

Prezența fantei provoacă o oarecare mărime a lungimii de undă pe linie. La un ghid dreptunghiular

$$\frac{\Delta\lambda_g}{\lambda_g} = \frac{1}{8\pi}\,\frac{d^2}{a^2}\,\frac{\lambda_g^2}{ab} \tag{15.16}$$

d fiind lărgimea fantei iar a și b dimensiunile peretelui larg și, respectiv, îngust. Această categorie de erori este evitată în varianta metodei cu păstrarea fixă a sondei liniei de măsură și deplasarea pistonului de scurtcircuitare.

Influența temperaturii și umidității aerului se face simțită ca la cavitățile rezonante, așa încît componenta respectivă a erorii poate fi apreciată conform figurii 15.10.

15.1.4. MĂSURAREA LUNGIMII DE UNDĂ PRIN METODE INTERFEROMETRICE

Domeniul de utilizare al liniilor de măsură este limitat superior în frecvență la gama undelor milimetrice. Și realizarea cavităților rezonante pentru unde milimetrice întîmpină dificultăți. În această gamă, precum și în unde submilimetrice, metodele de măsură tipice ale lungimii de undă amintesc de metodele opticii.

Unul dintre dispozitivele frecvent utilizate pentru măsurarea lungimii de undă, derivat din dispozitivele optice, este interferometrul Fabry-Perot

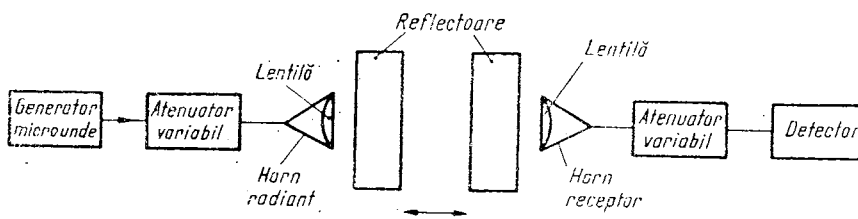


Fig. 15.11. Interferometru Fabry-Perot pentru microunde

(fig. 15.11). El este compus din două reflectoare situate față în față, avînd un coeficient de reflexie foarte apropiat de unitate. Undele electromagnetice suferă reflexii multiple între aceste reflectoare, cîmpul rezultant atingînd valori maxime ale amplitudinii pentru distanțe între reflectoare egale cu un

multiplu întreg al jumătății lungimii de undă. Pentru măsurarea lungimii de undă, unul dintre reflectoare se deplasează, determinîndu-se două poziții succesive de rezonanță. Semnalul este creat în spatele unuia dintre reflectoare și radiat cu ajutorul unui horn, iar indicația rezonanței se realizează de către un detector situat în cîmpul captat de către un horn receptor, situat în spatele celuilalt reflector. Transmisia prin sistem are un maxim la rezonanță, valoarea factorului de calitate echivalent atingînd ordinul zecilor de mii. Metoda este analogă utilizării cavităților rezonante în montaj de transmisie. Între reflectoare însă se formează un așa-numit rezonator deschis, adică o porțiune din spațiu limitată pe una singură dintre dimensiuni. Pierderile unui astfel de rezonator sînt constituite, în afara pierderilor în reflectoare (care nici principial nu pot fi ideale, căci ar împiedica orice transmisie între hornul emițător și hornul receptor) de pierderile prin radiație. Minimizarea acestora presupune o mare directivitate a reflectoarelor și o perfectă aliniere a acestora. Directivitatea se realizează doar pentru dimensiuni ale suprafețelor reflectante mari în raport cu lungimea de undă, de aceea, la frecvențe mai coborîte, dimensiunile interferometrului ar ajunge prohibitive. Reflectoarele pot fi parabolice, sferice sau plane. Ultimul caz prezintă avantaje prin simplitatea realizării, însă condițiile de aliniere sînt cele mai severe.

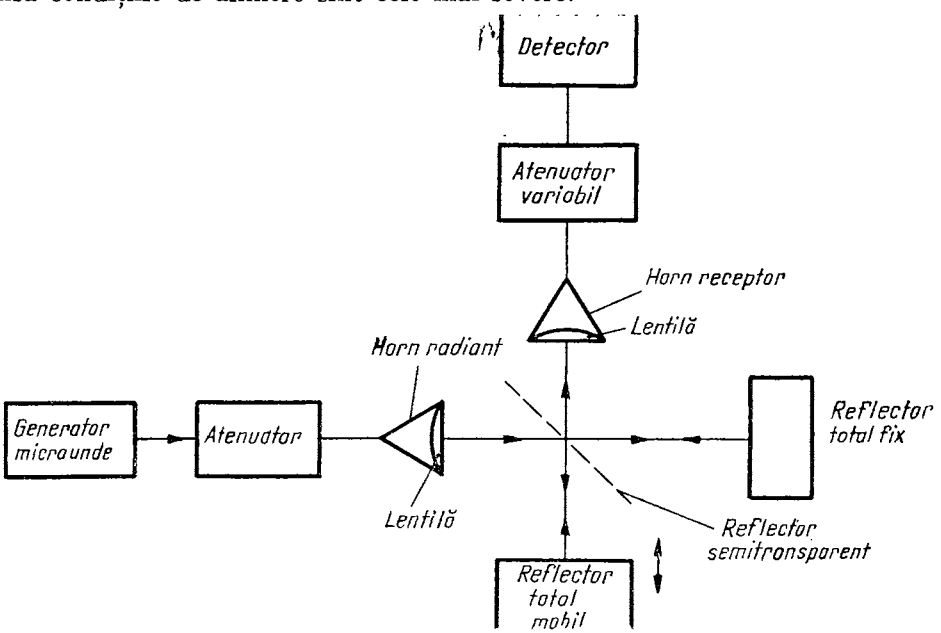


Fig. 15.12. Interferometru pentru microunde de tip Michelson

Un alt tip de interferometru pentru microunde este o variantă a interferometrului Michelson, utilizat în optică (fig. 15.12). Fascicolul de microunde emis dintr-o antenă horn este divizat cu ajutorul unui reflector semitransparent, realizat din două straturi dielectrice paralele, la o distanță reglabilă. Fascicolul transmis și cel reflectat suferă apoi reflexii totale la două reflectoare

plasate pe direcțiile respective. Undele reflectate se recompun atunci cînd întîlnesc reflectorul semitransparent și rezultanta lor este dirijată către un horn receptor, al cărui semnal este detectat și măsurat. Prin translatarea unuia dintre reflectoarele totale, defazajul dintre undele reflectate variază și, odată cu el, amplitudinea undei rezultante. Căutînd pozițiile succesive ale reflectorului mobil pentru care se obțin două nuluri (în care scop se pot utiliza metodele de mărire a preciziei descrise în partea referitoare la linia de măsură), se poate măsura între ele jumătate din lungimea de undă măsurată.

Avantajele utilizării metodelor interferometrice în spațiul liber constau în valorile ridicate ale factorului de calitate care se obțin și în faptul că nu sînt afectate de variații ale secțiunii transversale a liniilor de transmisiune, așa cum se întîmplă în cadrul procedeelor care utilizează cavități rezonante sau linii de măsură. Există însă și dezavantaje specifice. Unul dintre ele este faptul că metodele interferometrice în spațiul liber presupun existența unor unde plane, condiție imperfect realizată în condiția antenelor horn cu deschidere finită. Reflectoarele — totale sau semitransparente — se caracterizează la rîndul lor printr-un anumit nivel de pierderi inevitabile. Cu toate măsurile luate pentru concentrarea cîmpului în regiunea de intrare, există pierderi și prin radiație.

O variantă de interferometru realizată cu ghiduri de unde este prezentată în figura 15.13. Elementul său principal este o joncțiune în dublu T („T magic"). După cum se știe, atunci cînd o astfel de joncțiune este alimentată printr-unul din brațele coliniare, puterea se distribuie egal în cele două brațe perpendiculare, fără a ajunge în cel de al patrulea braț. Două pistoane de scurt-

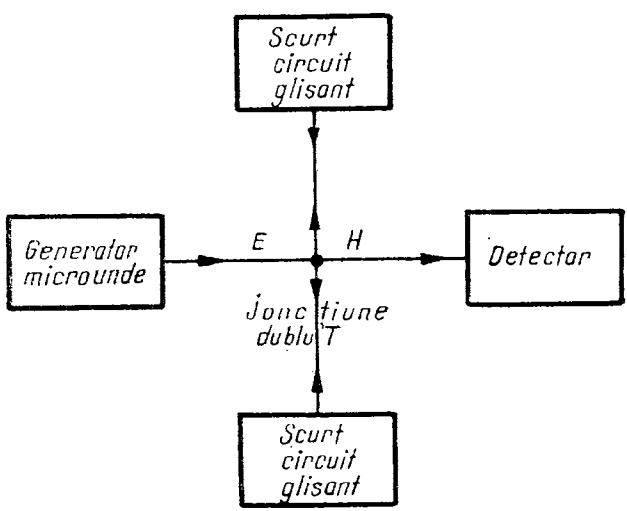


Fig. 15.13. Interferometru pentru microunde cu ghiduri de undă

circuitare, care realizează în brațele corespunzătoare reflexie totală, permit reglarea fazei relative a undelor reflectate. Atunci cînd diferența de fază dintre ele este de 180°, compunerea lor se face astfel încît în brațul care cuprinde detectorul nu se propagă nici o undă, iar indicația detectorului este nulă.

Aceleași condiții se realizează și atunci cînd unul dintre pistoane este deplasat cu $\frac{\lambda}{2}$. Măsurînd această deplasare, se găsește lungimea de undă în ghid, din care rezultă și lungimea de undă în spațiul liber a semnalului corespunzător.

15.1.5. MĂSURAREA FRECVENȚEI INSTANTANEE ȘI A DEVIAȚIEI DE FRECVENȚĂ

În cele de mai sus s-a presupus că semnalul supus măsurării are o frecvență stabilă, cel puțin pe un interval de timp egal cu cel necesar procesului de măsurare. Sînt însă situații în care această cerință nu este satisfăcută. Așa este în cazul semnalelor modulate în frecvență.

O metodă de măsurare a frecvenței instantanee constă în provocarea de bătăi între semnal și o oscilație de frecvență apropiată — deci situată în aceeași gamă de microunde — și stabilă. Bătăile au o frecvență mult mai coborîtă, variabilă, care poate fi pusă în evidență cu ajutorul unui discriminator de joasă frecvență, care traduce variațiile de frecvență în variații de tensiune, sau cu ajutorul unui numărător cu indicație cifrică. Dacă trebuie să se urmărească mici abateri lente în timp ale frecvenței semnalului, acesta se poate face mixînd a doua oară semnalul obținut după prima heterodinare cu oscilația dată de un generator de semnal care acoperă gama în care se află prima frecvență intermediară. Frecvența generatorului de semnal se reglează la acea valoare pentru care se obțin bătăi de frecvență nulă, puse în evidență, de exemplu, cu ajutorul unei căști telefonice

Cerința stabilității frecvenței oscilatorului local este riguroasă. Uneori, în afara abaterilor lente de frecvență care trebuie urmărite, frecvența cel puțin a unuia dintre oscilatoare (cel măsurat sau cel local) este afectată de o modulație parazită, în ritmul rețelei de 50 Hz. Aceasta poate îngreuna evidențierea bătăilor nule cu ajutorul căștilor. Situația se îmbunătățește dacă, în calitate de indicator de bătăi nule, este folosit un osciloscop — la rîndul său sincronizat pe frecvența rețelei. Imaginea bătăilor apare în acest caz fixă pe ecran, iar bătăile nule sînt indicate printr-un segment plat pe care semnalul lipsește — întrucît frecvența bătăilor este în acea regiune mai mică decît frecvența inferioară a amplificatorului osciloscopului.

Eliminarea cerinței de stabilitate impuse oscilatorului local se realizează folosindu-se pentru indicarea frecvenței instantanee un discriminator pentru microunde. O formă de prezentare a unui astfel de dispozitiv constă din două cavități rezonante pe frecvențe separate printr-un interval de ordinul de mărime al lărgimii lor de bandă și avînd detectoare identice. Semnalul se distribuie egal în cele două cavități iar diferența dintre semnalele detectate, nulă atunci cînd semnalul are frecvența medie între frecvențele lor de rezonanță, depinde ca semn și ca valoare de frecvența instantanee atunci cînd aceasta este mai aproape de una sau cealaltă dintre frecvențele de rezonanță (fig. 15.14). Ca la orice discriminator, se presupune că abaterile frecvenței de la o valoare medie sînt limitate la un interval dat, în afara căruia răspunsul discriminatorului este ambiguu sau inexistent.

Un alt tip de discriminator este cel reprezentat în fig. 15.15. Brațele coliniare ale unei joncțiuni în dublu T conțin detectoare identice. Printr-unul din

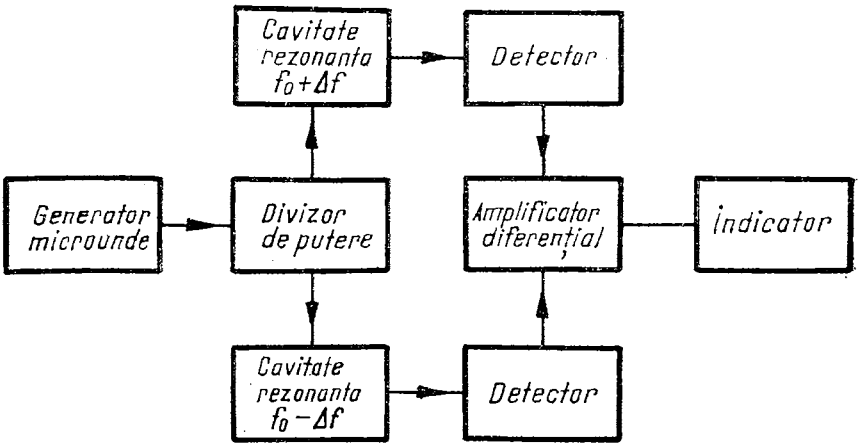


Fig. 15.14. Discriminator cu cavități rezonante decalat acordate

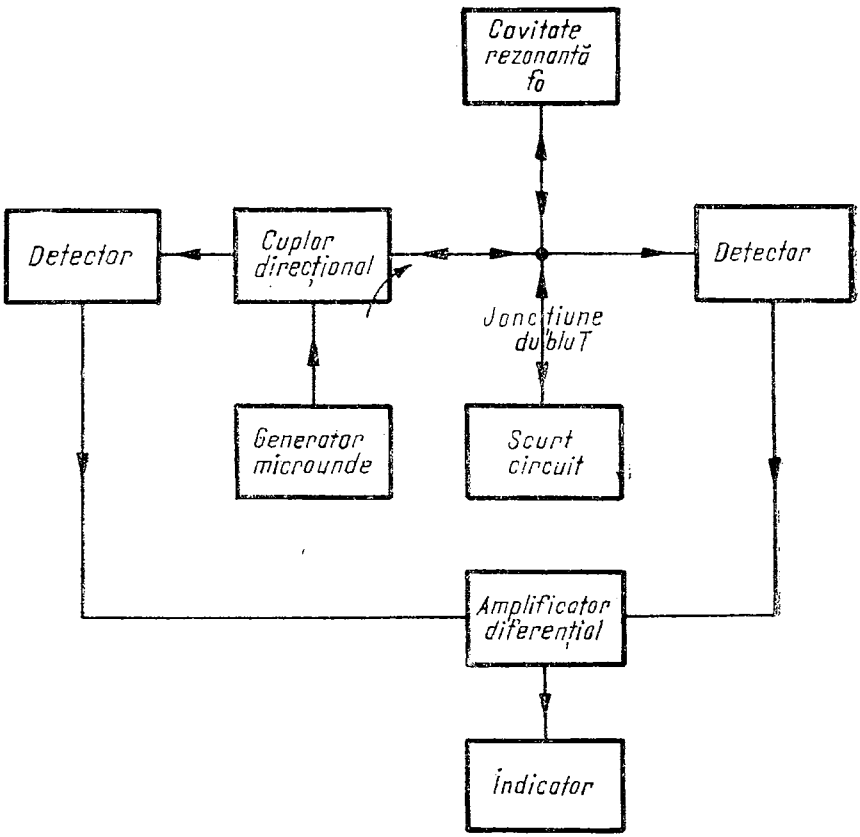


Fig. 15.15. Discriminator cu joncțiune în dublu T

aceste brațe, cu ajutorul unui cuplor direcțional, semnalul este injectat în joncțiune. El se va distribui egal între cele două brațe perpendiculare. Unul dintre acestea este terminat în scurtcircuit, iar altul pe o cavitate rezonantă. La frecvența de rezonanță a cavității, undele reflectate în ambele brațe amintite sînt în fază (scurtcircuitul provocînd o reflexie totală iar cavitatea, la rezonanță, una parțială — avînd faza corespunzătoare reflexiei de la o conductanță pură). În acest caz, semnalele reflectate se compun astfel încît se distribuie egal pe brațele care conțin detectoarele. La o abatere a frecvenței semnalului de la frecvența de rezonanță, cavitatea se comportă ca o admitanță complexă, de natură capacitivă sau inductivă — după sensul abaterii. Relațiile corespunzătoare de fază fac ca, în funcție de sens, unul sau altul dintre detectoare să primească un semnal mai mare. Diferența semnalelor detectate poartă deci informația privitoare la frecvența instantanee a semnalului. Și aici se face implicit presupunerea că, în valoare absolută, această abatere nu este prea mare. În caz contrar, reflexia provocată de cavitatea puternic dezacordată are faza corespunzătoare reflexiei provocate de un scurtcircuit — și semnalele detectate în cele două brațe coliniare tind din nou să fie egale între ele.

15.1.6. ANALIZA SPECTRALĂ

O vastă categorie de semnale de microunde nu pot fi caracterizate printr-o frecvență unică ci printr-un spectru de frecvențe între care este distribuită energia semnalului. Așa sînt semnalele modulate în amplitudine sau frecvență, succesiunile de impulsuri etc. În locul măsurării frecvenței, la aceste semnale se ridică problema determinării spectrului — deci a determinării simultane a frecvenței diverselor componente armonice și a amplitudinilor relative ale acestor componente.

Aparatele care realizează această determinare se numesc analizoare de spectru și permit obținerea pe ecranul unui tub catodic a imaginii spectrului de frecvență al semnalului. Utilizarea lor în laboratoarele de microunde este multiplă. Așa, de exemplu, caracteristica amplitudine-frecvență de transfer a unui cuadripol se poate obține aplicîndu-se la intrare un spectru cu amplitudine constantă (o oscilație modulată în frecvență) și vizualizînd spectrul semnalului de ieșire, care reflectă selectivitatea cuadripolului dat.

Cele mai simple analizoare de spectru sînt cele realizate pe baza unor cavități rezonante cu reglare automată a frecvenței de rezonanță într-o anumită bandă. Reglarea poate fi realizată mecanic (de pildă cu came de un profil corespunzător care pătrund parțial în cavitate) însă, evident, se face mult mai avantajos cu comandă electrică, prin elemente reactive dependente de tensiune (varactoare) sau de cîmp magnetic (ferite). Pentru obținerea unor puteri de rezoluție cît mai mari, cavitățile trebuie să aibă un factor de calitate ridicat.

Din punctul de vedere al puterii de rezoluție sînt însă mai avantajoase analizoarele de spectru care funcționează pe principiul heterodinării. Aceasta este de altfel tipul cel mai răspîndit de analizor. Este vorba de un receptor de bandă îngustă, de tip superheterodină, al cărui oscilator local este baleiat în frecvență după o lege „dinte de ferăstrău", în sincronism cu baza de timp a unui osciloscop a cărui deflexie verticală este proporțională cu tensiunea de ieșire.

În schema bloc din figura 15.16 figurează și o a doua schimbare de frecvență. Primul oscilator local determină frecvența în jurul căreia se face analiza spectrală; el translatează întreg spectrul studiat la o frecvență intermediară, semnalul respectiv cu toate componentele sale fiind amplificat într-un amplifi-

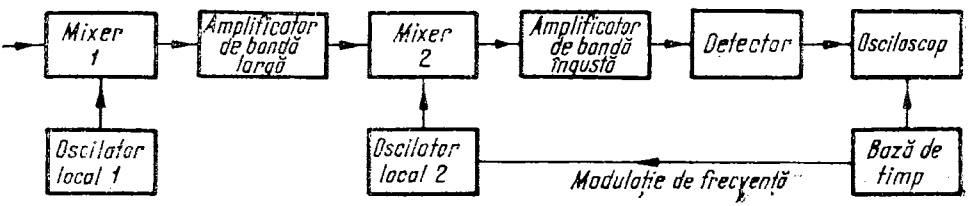


Fig. 15.16. Analizor de spectru heterodină cu dublă schimbare de frecvență

cator de bandă largă. La analiza spectrală propriu-zisă servește cel de al doilea oscilator local, baleiat în sincronism cu baza de timp a osilografului. Convertorul respectiv este urmat de un amplificator de bandă îngustă. În fiecare moment, semnalul de ieșire există doar dacă semnalul de intrare are o frecvență care diferă de aceea a oscilatorului local prin frecvența de acord a amplificatorului. Axa absciselor pe imaginea fixă obținută pe osilograf poate fi deci gradată în frecvențe.

Față de analizoarele de spectru cu cavități acordabile, cele care utilizează heterodinarea sînt mai sensibile și permit o putere de rezoluție mai mare, însă au dezavantajul potențial al unor erori provenite din pătrunderea semnalului pe frecvența imagine. Pentru evitarea unor indicații ambigue datorită acestui fenomen, atît prima cît și cea de a doua frecvență intermediară trebuie să depășească jumătate din lărgimea maximă a spectrului analizat, Δf.

Banda de trecere B a celui de al doilea amplificator de frecvență intermediară trebuie, din motive evidente, să fie mai îngustă decît puterea de rezoluție δf impusă

$$B < \delta f. \tag{15.17}$$

Aceasta limitează inferior timpul de stabilire a amplitudinii semnalului la ieșirea acestui amplificator, care este de ordinul

$$t_{st} \approx \frac{1}{B}. \tag{15.18}$$

Dacă frecvența de repetiție a baleiajului este F, viteza de variație a frecvenței este de $F\Delta f$ Hz/s. Două componente spectrale situate la distanța δf pot fi separate între ele doar dacă timpul necesar parcurgerii acestui interval este cel puțin egal cu durata necesară stabilirii și apoi dispariției semnalului la ieșire datorat primei componente (înainte ca semnalul celei de a doua să ia naștere); această durată este dublul timpului de stabilire

$$\frac{\delta f}{F\Delta f} \geqslant 2t_{st}. \tag{15.19}$$

La rîndul său, t_{st} este — după cum decurge din (15.17) și (15.18) — mai mare decît inversul intervalului minim dintre frecvențele înregistrate separat

$$t_{st} > \frac{1}{\delta f}. \tag{15.20}$$

Combinînd cele două inegalități, rezultă

$$F\Delta f \leqslant \frac{1}{2}(\delta f)^2 \tag{15.21}$$

Pentru a putea analiza spectre relativ largi cu putere de rezoluție bună, frecvența de repetiție a dintelui de ferăstrău trebuie să fie deci relativ coborîtă.

15.2. MĂSURAREA PUTERII

Importanța măsurării puterii în gama microundelor provine din faptul că în domeniul respectiv de frecvențe această mărime își păstrează semnificația și poate fi măsurată direct, spre deosebire de mărimi ca tensiunea sau curentul care pot fi univoc definite și determinate doar la frecvențe mai coborîte. Măsurarea puterii intervine în caracterizarea funcționării oscilatoarelor sau amplificatoarelor, în studiul fenomenelor dependente de putere — cum sînt procesele din dispozitivele semiconductoare — precum și în determinarea indirectă a altor mărimi, mai greu accesibile măsurării directe, cum ar fi intensitatea cîmpurilor electrice sau magnetice, atenuarea etc.

În practică intervin două situații diferite, cărora le corespund metode și aparate de măsură diferite:

- măsurarea puterii medii;
- măsurarea puterii de vîrf.

După principiul care le stă la bază, procedeele de măsurare a puterii în microunde se pot clasifica după cum urmează:

- procedee bazate pe efectul termic al puterii microundelor;
- procedee bazate pe efectul mecanic al puterii microundelor;
- procedee bazate pe fenomene electronice dependente de puterea microundelor.

Acestei clasificări îi corespunde o clasificare a instrumentelor de măsurare a puterii, după criteriul efectului care se aplică în funcționarea lor.

Aceleași instrumente pot fi însă clasificate și după modul în care sînt conectate într-un sistem de transmisiune pentru microunde. Se disting, în această ordine de idei:

- instrumente transparente față de puterea microundelor, care absorb doar o mică fracțiune, cunoscută cu precizie, a puterii transmise, fără să perturbeze condițiile de adaptare de pe linia principală;
- instrumente terminale care sînt conectate ca sarcină a liniei de transmisiune și absorb întreaga putere incidentă. În acest scop ele trebuie să fie bine adaptate la linie.

Prima clasificare citată face uz de un criteriu mai apropiat de esența fenomenelor implicate în procesul de măsurare a puterii microundelor și, de aceea, o vom alege ca bază de organizare a descrierii aparaturii și metodelor de măsurare a puterii, descriere căreia îi este consacrat prezentul capitol.

15.2.1. PROCEDEE TERMICE PENTRU MĂSURAREA PUTERII MICROUNDELOR

Cele mai multe dintre instrumentele pentru măsurarea puterii utilizează transformarea parțială sau totală a energiei electromagnetice în căldură, cu o creștere corespunzătoare de temperatură și efectele asociate acestei creșteri. Două categorii principale de instrumente termice epuizează practic întreaga familie a acestor instrumente: cele calorimetrice pe de o parte, cele bolometrice pe de alta. Acele instrumente termice care nu aparțin nici uneia dintre două categorii amintite constituie, prin această unică particularitate comună, o a treia categorie care poate fi denumită a instrumentelor bazate pe efecte termice speciale.

Instrumente calorimetrice.

Calorimetrele — statice sau cu flux — măsoară puterea prin variație de temperatură, interval de timp și masă. Ele constituie elementul fundamental al celor mai precise metode de măsurare a puterilor. Elementul termic propriu-zis, poate fi un fluid absorbant, un filtru rezistiv, un dielectric cu pierderi etc. Avantajul posibilității atingerii unei înalte precizii este însoțit și de unele dezavantaje legate de această metodă: complexitatea construcției aparaturii respective și constantele mari de timp (care pot fi de ordinul orelor).

Calorimetrele statice se folosesc de regulă în măsurarea puterilor mici și medii (începînd de la 10^{-8} W pînă la 1 W). Există calorimetre statice adiabatice și neadiabatice. Un calorimetru static adiabatic constă dintr-o sarcină izolată termic în care este disipată puterea incidentă și un dispozitiv de măsurare a creșterii de temperatură (fig. 15.17, *a*). Notînd creșterea de temperatură a unui corp în care se disipă o cantitate de putere P prin ΔT, ecuația care exprimă bilanțul de căldură este

$$P = C\frac{\mathrm{d}(\Delta T)}{\mathrm{d}t} + \frac{\Delta T}{R} \tag{15.22}$$

unde C este capacitatea calorifică a corpului, iar R rezistența sa termică față de mediul ambiant. Soluția ecuației (15.22) este

$$\Delta T = PR(1 - \mathrm{e}^{-t/RC}). \tag{15.23}$$

Într-un calorimetru ideal, rezistența termică tinde către infinit, așa încît (15.22) devine

$$P = C\frac{\mathrm{d}(\Delta T)}{\mathrm{d}t} \tag{15.24}$$

Un indice care exprimă măsura în care un calorimetru real respectă condiția de adiabaticitate este constanta de timp termică

$$\tau = RC \tag{15.25}$$

a cărei valoare trebuie să fie cît mai mare.

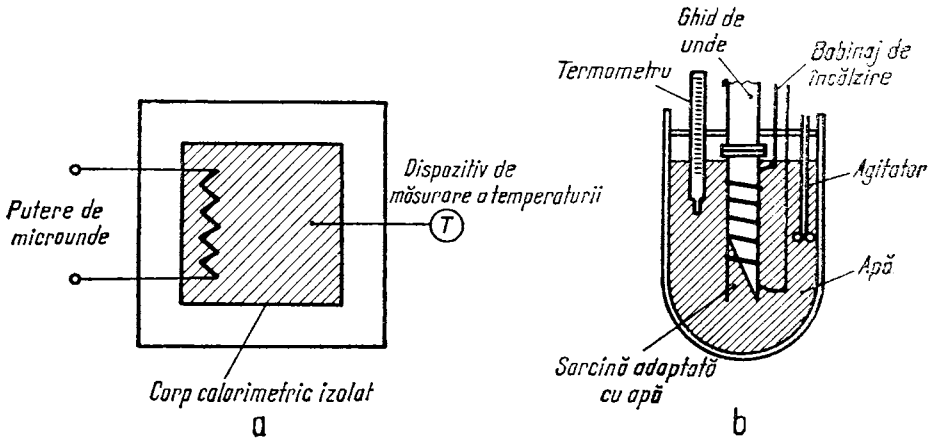


Fig. 15.17. Calorimetru adiabatic pentru măsurarea puterii microundelor:
a — reprezentarea schematică; *b* — modul de realizare

La calorimetrele adiabatice, ceea ce se măsoară este creșterea ΔT de temperatură într-un timp t dat, suficient de lung încît să permită măsurarea unor valori P mici, însă mult mai scurt decît τ — așa încît ecuația (3) să fie valabilă. Capacitatea calorifică a corpului trebuie să fie cunoscută cu precizie sau eliminată din calcul prin utilizarea unei metode de substituție, în care efectul puterii microundelor este comparat cu efectul introducerii în corpul calorimetrului a unei puteri de joasă frecvență, măsurabilă prin metode clasice.

Într-o realizare concretă, corpul calorimetric este un fluid (apa) care permite omogenizarea temperaturii cu un agitator și care joacă și rolul dielectricului cu pierderi care, prezent într-un ghid de unde, constituie o sarcină adaptată a acestuia. În acest scop, ghidul care pătrunde în lichid are capătul deschis și o fereastră plană de sticlă situată la un unghi ales astfel, încît volumul de apă din interiorul ghidului să îi prezinte acestuia impedanța sa caracteristică (fig. 15.17, *b*).

La un calorimetru de acest tip, pierderile de căldură trebuie să fie cît mai reduse. În acest scop, în afara măsurilor obișnuite luate la un vas Dewar trebuie să se elimine, pe cît posibil, și convecția prin pereții metalici ai ghidului de undă, inserîndu-se pe traseul acestuia o izolare termică. O sursă de erori care trebuie luată în considerare la măsurările de precizie este și căldura produsă de agitarea lichidului în scopul omogenizării sale.

Calorimetrele neadiabatice sînt reprezentate de sarcini absorbante pentru microunde a căror creștere de temperatură poate fi măsurată. Constanta de timp τ este în acest caz finită. Pentru ca din relația (2) să se poată deduce puterea din variația de temperatură, timpul în care puterea este aplicată tre-

buie să aibă o valoare bine determinată. Etalonarea calorimetrului se face și în acest caz prin substituirea puterii microundelor prin puterea de joasă frecvență. Un alt procedeu de măsurare este utilizarea unui interval de timp suficient de lung (circa 5τ) încît creșterea de temperatură ΔT să atingă valoarea de regim; în acest fel se elimină condiția respectării stricte a unei valori fixate pentru timpul în care se aplică puterea.

O soluție intermediară între calorimetrele adiabatice și neadiabatice, caracterizată prin mare sensibilitate, este constituită de dublul calorimetru, în care există două corpuri calorimetrice identice dintre care într-unul este disipată puterea de măsurat, iar celălalt servește ca o referință de temperatură (fig. 15.18). Izolarea termică a celor două corpuri calorimetrice este parțială (deci mult mai pretențioasă decît în cazul calorimetrului adiabatic) iar simetria termică înlătură practic complet efectele variațiilor de temperatură ale mediului ambiant.

Măsura puterii este diferența de temperatură în regim staționar între cele două corpuri. Etalonarea se face prin substituirea puterii microundelor prin putere de joasă frecvență. Se poate însă utiliza și o metodă de nul, în care puterea cunoscută de joasă frecvență este aplicată corpului de referință. Diferența de temperatură se pune în evidență de obicei cu ajutorul unui termocuplu.

Calorimetrele cu flux servesc de regulă la măsurarea puterilor mijlocii și mari ($10^{-2}-10^{6}$W). Ele constau dintr-o sarcină în care energia electromagnetică este disipată, iar căldura rezultată este preluată de un fluid care circulă cu un flux constant prin regiunea respectivă. Măsura puterii P este ΔT, creșterea temperaturii fluidului între punctele de intrare și de ieșire. Relația dintre aceste mărimi este

$$P = 4{,}18CFD\Delta T \qquad (15.26)$$

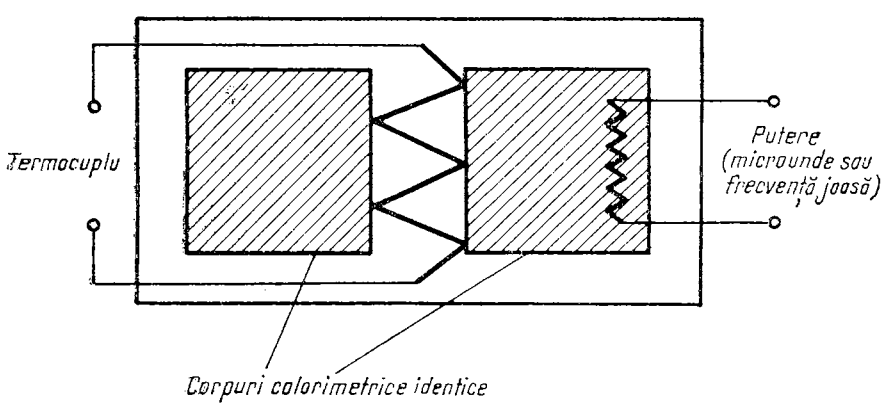


Fig. 15.18. Calorimetru dublu pentru măsurarea puterii microundelor

în care F este fluxul volumetric de lichid, în cm³/s, C este căldura specifică în cal/grd iar D densitatea lichidului în g/cm³. Puterea rezultă în wați. Circuitul prin care curge lichidul poate fi deschis sau închis. În primul caz instrumentele sînt mai simple, folosesc de obicei apa obișnuită, iar fluxul constant

se realizează cu ajutorul unui rezervor înălțat în care lichidul este menținut la nivel constant. Celelalte au avantajele independenței de rețeaua de canalizare și posibilitățile de a se utiliza alte lichide decît apa. Circuitul închis este menținut cu ajutorul unei pompe și unui sistem de răcire a fluidului care iese, pînă la temperatura mediului. Utilizarea unui alt fluid decît apa este recomandabilă în special sub 1000 MHz, la frecvențe pentru care pierderile apei nu sînt suficiente pentru a constitui un bun mediu disipativ, deci este necesar să se folosească adaosuri în acest scop.

Durata măsurării este dată de timpul în care lichidul parcurge întregul circuit, între intrare și ieșire.

Pentru realizarea unei măsurări precise, în afara preciziei cu care trebuie determinată variația de temperatură este necesară cunoașterea exactă a celorlalți parametri. Dintre aceștia, fluxul poate fi supus unor nedorite variații în timp sau unor erori în măsurare. Alte erori se datoresc pierderilor de căldură de către fluidul care curge, fluctuațiilor de temperatură a fluidului care intră, încălzirii fluidului care curge din cauza fricțiunii.

O parte dintre problemele care se ridică la calorimetrele cu flux pot fi evitate dacă se recurge la metode de substituție. Comparînd puterea măsurată cu o putere cunoscută, de joasă frecvență, căldura specifică, fluxul și creșterea de temperatură nu mai trebuie cunoscute cu precizie. Puterea de joasă frecvență se disipă într-o sarcină separată (fig. 15.19), sau în aceeași sarcină cu cea de frecvență înaltă. Puterea de comparație este aplicată înainte de cea măsurată și apoi redusă atît încît să se revină, în prezența puterii de înaltă frecvență, la aceleași condiții termice. Diferența celor două valori ale puterii de joasă frecvență reprezintă puterea măsurată, valoarea inițială a puterii de joasă frecvență reprezintă o limită superioară a puterilor măsurabile.

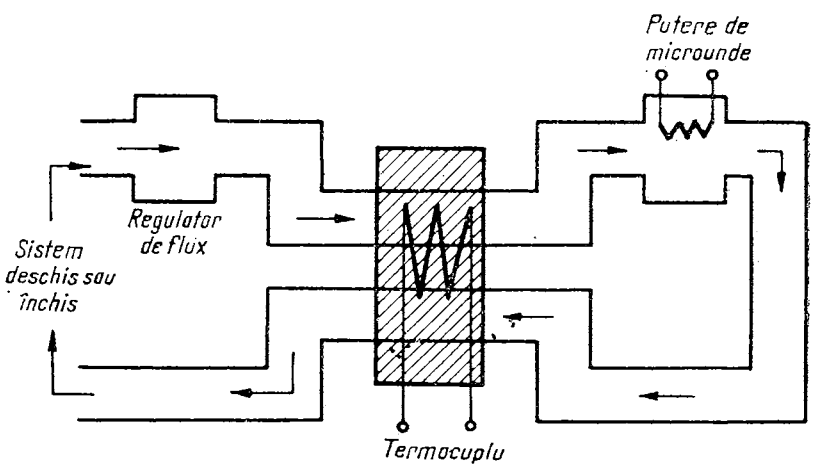


Fig. 15.19. Calorimetru cu flux pentru măsurarea puterii microundelor

Unele calorimetre cu flux care utilizează metoda de substituție folosesc în calitate de fluid de răcire aerul, în curgere forțată. Sensibilitatea acestora nu este prea ridicată.

Instrumente bolometrice.

Cea de a doua importantă categorie de instrumente pentru măsurarea puterii în microunde are ca element principal un bolometru, adică o rezistență variabilă cu temperatura. Principiul măsurării cu un astfel de dispozitiv este acela de a pune în evidență încălzirea bolometrului de către puterea microundelor prin gradul de dezechilibru al unei punți-inițial echilibrate — din care bolometrul face parte. Curentul de dezechilibru al punții poate fi etalonat, aplicîndu-se în prealabil bolometrului nivele cunoscute de putere, la frecvențe joase. Mai frecventă este însă utilizarea unei metode de substituție, în cadrul căreia echilibrul punții este inițial realizat la aplicarea unei puteri cunoscute de frecvență joasă, putere care după aplicarea puterii măsurate este redusă cu cantitatea necesară pentru revenirea la echilibru. Diferența celor două valori ale puterii de joasă frecvență este egală cu puterea microundelor.

Metodele bolometrice de măsurare a puterii sînt aplicabile pentru puteri al căror ordin de mărime se înscrie între cel al microwaților și cel a zecimilor de wat.

Elementele bolometrice trebuie să satisfacă trei importante cerințe:

- să dea posibilitatea înglobării lor în linia de microunde așa încît să reprezinte o sarcină adaptată a acestei linii.
- să dea un răspuns identic pentru nivele egale de putere, indiferent de frecvența semnalului respectiv, așa încît să permită utilizarea metodelor de substituție;
- să aibă o bună sensibilitate la puterea aplicată.

În acest scop dimensiunile lor trebuie să fie mici. Lungimea redusă asigură o valoare mică a inductanței parazite, factor esențial în obținerea unei bune adaptări. Secțiunea transversală redusă elimină neomegenitatea distribuției de curent datorită efectului pelicular, ceea ce face ca rezistența la frecvențe joase și în microunde să aibă practic aceeași valoare. Dimensiunile reduse au ca urmare și o bună sensibilitate, prin aceea că transferul de căldură către mediul ambiant făcîndu-se cu dificultate, disiparea unor puteri relativ mici este legată de creșterea relativ mare de temperatură (mai ales atunci cînd elementul este amplasat într-o montură vidată).

Stabilirea temperaturii de regim are loc relativ repede, deci timpul necesar măsurării este mult mai mic decît în cazul calorimetrelor.

Dezavantajul care decurge din dimensiunile reduse — dezavantaj comun tuturor tipurilor de bolometre — este nivelul scăzut al puterii admisibile, pentru care nu există riscul deteriorării dispozitivului.

Există mai multe variante de prezentare a elementelor bolometrice:

Baretoarele, care reprezintă fire extrem de subțiri de platină sau aliaje de platină, a căror rezistență reprezintă sarcina terminală adaptată a unei linii de microunde. Coeficientul de temperatură al rezistenței lor este pozitiv. Puterea pe care o suportă firele de platină este aproximativ acea valoare pentru care rezistența se dublează față de valoarea anterioară aplicării sale. Se utilizează în general sub 1 GHz.

Termistoarele se prezintă ca niște perle de dimensiuni foarte reduse din amestecuri de oxizi metalici cu un coeficient mare negativ de temperatură al rezistenței, în care pătrund două fire de platină sau aliaj de platină. Rezistă

la temperaturi mai mari decît baretoarele, avînd o variație mai pronunțată a rezistenței cu puterea aplicată (o valoare tipică este de 30 Ω/mW). Rezistivitatea lor variază cu temperatura absolută după o lege exponențială de forma

$$\rho = \rho_0 e^{\frac{b}{T}} \qquad (15.27)$$

Dezavantajul termistoarelor este gradul mai pronunțat în care sînt afectate de temperatura mediului ambiant.

Peliculele bolometrice sînt pături subțiri metalice sau semiconductoare depuse pe un substrat de sticlă sau mică prin evaporarea în vid sau alte tehnici. Grosimea lor nu atinge adîncimea de pătrundere a cîmpului, așa încît rezistivitatea superficială este aceeași indiferent de frecvență. Avînd un coeficient de temperatură al rezistenței mai mic, ele sînt relativ insensibile la variațiile temperaturii ambiante.

Forma peliculelor se alege așa încît eîe să fie bine adaptate la linia pe care se propagă puterea microundelor. Uneori, peliculele bolometrice se depun ca parte din peretele îngust al unui ghid, absorbind astfel doar o mică fracțiune din puterea care se propagă prin acesta. Acest dispozitiv se mai numește **entracometru.**

Lămpile de sarcină sînt becuri cu incandescență al căror filament constituie sarcina în care se disipă puterea microundelor, strălucirea fiind măsurată cu o celulă fotoelectrică sau alt dispozitiv optic. Au o precizie redusă, adaptarea de impedanțe se realizează greu și pe o bandă îngustă.

Măsurarea puterii microundelor cu ajutorul bolometrelor se face fie punînd în evidență variația rezistenței acestora și corelînd această variație cu nivelul de putere care o provoacă, fie menținînd rezistența bolometrului constantă prin substituirea puterii măsurate cu o putere de joasă frecvență, ușor de determinat. În ambele cazuri este indicat ca elementul bnlometric să fie conectat într-unul din brațele unei punți.

Prima categorie de măsurări se face prin procedeul *punții neechilibrate*. În diagonala punții (fig. 15.20) este conectat un galvanometru a cărui deflecție depinde de variația rezistenței brațului respectiv față de valoarea de echili-

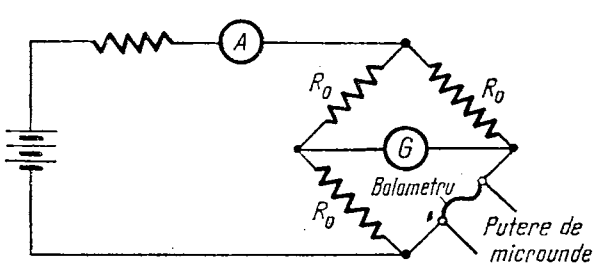


Fig. 15.20. Măsurarea puterii microundelor prin metoda punții neechilibrate

bru. Etalonarea se face cu o putere cunoscută, fie aplicînd diferite nivele și trasînd curba corespunzătoare, fie făcînd o singură citire la un nivel de putere relativ ridicat și făcînd apoi ipoteza unei dependențe liniare între deviația galvanometrului și puterea aplicată. Instrumentul realizat pe această cale

este cu citire directă. Dezavantajul metodei constă în variații ale etalonării cu temperatura ambiantă.

Din acest punct de vedere este preferabil procedeul punții echilibrate, care presupune întîi echilibrarea punții la un anumit nivel de putere de joasă frecvență, apoi aplicarea puterii de măsurat și reajustarea echilibrului la un nivel mai redus al puterii de joasă frecvență, diferența fiind tocmai valoarea căutată.

Puterea de microunde P_{MU} compensată prin scăderea curentului de la I_1 la I_2 va fi

$$P_{MU} = (I_1^2 - I_2^2)\frac{R_b}{4} = \Delta I(I_1 + I_2)\frac{R_b}{4} \approx \frac{R_b I_1}{2}\Delta I \qquad (15.28)$$

Egalitatea aproximativă se datorește faptului că de obicei curentul inițial este mare față de variația sa ulterioară ΔI.

Înainte de aplicarea puterii microundelor, curentul de preîncălzire trebuie redus în măsură suficientă pentru a se evita supraîncălzirea elementului sensibil.

O variantă de utilizare a punții este cea prezentată în figura 15.21. Punții i se poate aplica și o putere continuă și una de audiofrecvență. La început, în prezența puterii de microunde, puntea se echilibrează cu ajutorul puterii continui, sursa de audiofrecvență fiind scoasă din circuit. Apoi microundele sînt întrerupte și echilibrul se reface la aceeași valoare a puterii continui prin introducerea unui semnal de audiofrecvență. Valoarea puterii măsurate depinde în acest caz de tensiunea E a acestei surse.

$$P_{MU} = \frac{E^2}{4R_b} \qquad (15.29)$$

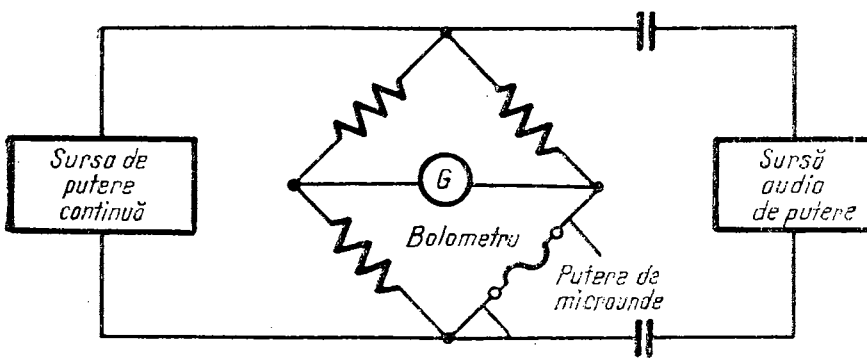


Fig. 15.21. Măsurarea puterii microundelor prin metoda punții echilibrate

fără a depinde de curentul de preîncălzire. Frecvența audio folosită trebuie să fie suficient de înaltă încît inerția termică a bolometrului să împiedice o variație în ritmul acesteia al rezistenței. Pentru boretoare este necesară în acest scop o frecvență de 10 kHz, pentru termistoare 1—2 kHz, în timp ce pentru peliculele bolometrice este suficientă o frecvență de 500 Hz.

Metodele care fac uz de punți echilibrate reduc cauzele de erori care afectează măsurările cu punți neechilibrate, însă suferă de dezavantajul de a nu permite citirea directă a mărimii măsurate. Există însă posibilitatea modificării metodei așa încît citirea directă să devină posibilă. Pentru aceasta se utilizează *punțile autoechilibrate.*

Punțile autoechilibrate sînt circuite cu reacție, la care însuși semnalul de neechilibru, care apare în diagonala punții atunci cînd rezistența brațului

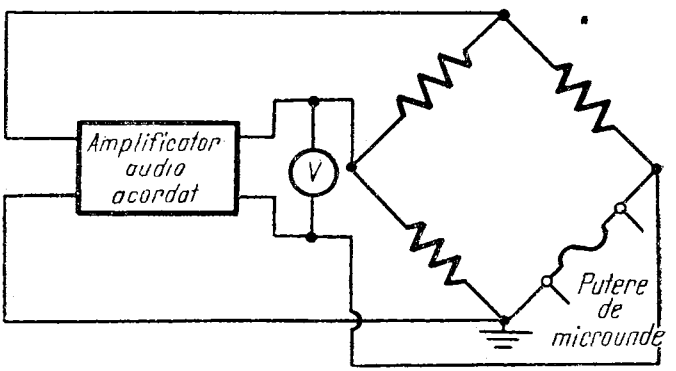


Fig. 15.22. Măsurarea puterii microundelor prin metoda punții autoechilibrate

conținînd bolometrul variază, comandă reajustarea la echilibru a punții. În acest scop, puntea este utilizată ca circuit conectat între ieșirea și intrarea unui amplificator audio acordat, așa încît la dezechilibrul ei să apară o reacție pozitivă care să provoace intrarea în oscilație a amplificatorului (fig. 15.22). Oscilațiile, a căror putere este parțial aplicată bolometrului, se stabilesc la valoarea la care puntea este din nou echilibrată. Puterea de măsurat, aplicată bolometrului, tinde să schimbe rezistența acestuia, însă în această situație amplitudinea oscilațiilor de audiofrecvență se ajustează automat așa încît echilibrul punții să fie menținut. În acest fel, un voltmetru pe care se citește amplitudinea acestor oscilații, poate fi etalonat direct în putere și să indice valoarea puterii microundelor care se măsoară. Pentru menținerea etalonării indiferent de condițiile mediului ambiant, în circuit se introduce și o polarizare continuă, cu ajutorul căreia se poate regla amplitudinea oscilațiilor audio înainte de aplicarea puterii măsurate.

Instrumente cu termocuplu.

Principiul măsurării puterii microundelor cu ajutorul termocuplelor constă în dependența tensiunii electromotoare generate prin încălzirea joncțiunii dintre două metale diferite de puterea disipată care este cauza acestei încălziri. Dispozitivele de măsurare a puterii cu termocuple sînt foarte simple, Măsurarea tensiunii electromotoare produse aduce în întregime informația necesară, după ce în prealabil s-a realizat etalonarea, de obicei prin substituția puterii microundelor prin putere de joasă frecvență.

Termocuplele cu încălzire directă sînt dispozitive în care curentul de frecvența microundelor parcurge însuși termocuplul. Există însă și posibilitatea ca disiparea să aibă loc într-un element rezistiv separat, a cărui căldură să fie transmisă termocuplului. Astfel de dispozitive se numesc *termoelemente.*

Dispozitivele cu termocuplu au o sensibilitate mult mai redusă decît cele cu bolometru. Sensibilitatea poate fi însă făcută să ajungă de același ordin de mărime cu cea a punților bolometrice prin includerea termocuplului și a eventualului element de încălzire într-o anvelopă vidată, așa încît să se reducă pierderile de căldură prin convecție.

Un dezavantaj al dispozitivelor cu termocuplu este și dificultatea adaptării lor la linia de microunde, mai ales atunci cînd se pune și problema funcționării într-o bandă destul de largă.

Dispozitivele de măsurare a puterii cu termocuple sînt însă robuste, suportînd unele suprasarcini fără să se deterioreze.

15.2.2. PROCEDEE BAZATE PE EFECTUL MECANIC AL PUTERII MICROUNDELOR

Unele dintre instrumentele pentru măsurarea puterii microundelor folosesc în acest scop presiunea radiației.

Atunci cînd undele electromagnetice cad pe o suprafață reflectantă, ele exercită asupra acesteia o presiune, dependentă de puterea incidentă. Măsurarea presiunii radiației este dificilă întrucît forțele care rezultă sînt mici. Forța exercitată asupra suprafeței reflectante este transformată cu ajutorul unui sistem de pîrghii într-un moment de rotație, care se măsoară cu o balanță de torsiune.

Presiunea radiației apare prin forțele exercitate de cîmpul magnetic asupra curenților induși în suprafața reflectată.

Într-un alt tip de dispozitiv este utilizat cuplul care ia naștere între cîmpul electric al undei și sarcinile induse într-o vană metalică suspendată într-un ghid de unde. Pentru măsurarea puterii, în ghid se introduc două asemenea vane, la o distanță de $\lambda_g/4$ una de alta, suspendate ambele de o aceeași tijă subțire de sticlă într-o porțiune verticală a ghidului (fig. 15.23). Aceasta face ca puterea transmisă prin ghid să fie măsurată practic independent de factorul de undă staționară al

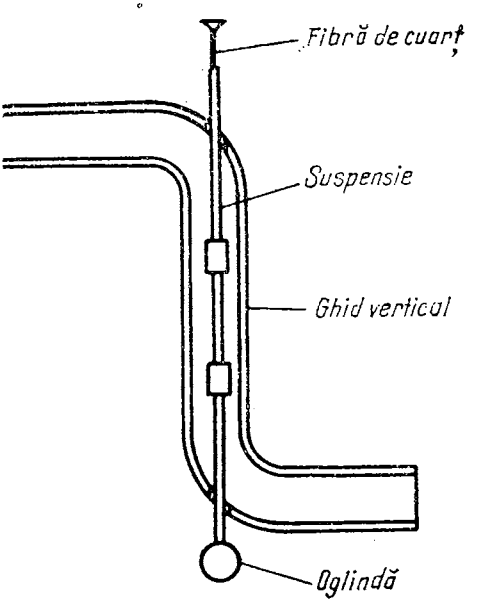


Fig. 15.23. Măsurarea puterii microundelor prin cuplul care acționează asupra unor vane metalice din ghidul de unde

sarcinii. Reflexiile care iau naştere în ghid datorită prezenţei sistemului de măsură se compensează cu ajutorul unei diafragme.

Astfel de instrumente măsoară puteri de ordinul waţilor pînă la cel al sutelor de waţi.

Există instrumente de măsurare a puterii cu vibraţie. Dacă o bară metalică este suspendată în interiorul unei cavităţi rezonante cuplată la un ghid de unde iar microundele sînt generate în impulsuri care se repetă cu o frecvenţă egală cu frecvenţa de rezonanţă a sistemului mecanic, bara oscilează cu o amplitudine proporţională cu puterea microundelor aplicate. În acest fel se pot măsura puteri între 10 W şi 1 W.

15.2.3. PROCEDEE BAZATE PE FENOMENE ELECTRONICE DEPENDENTE DE PUTEREA MICROUNDELOR

Unul dintre fenomenele electronice care pot fi utilizate pentru măsurarea puterii microundelor este *efectul Hall* în cristale semiconductoare.

Este vorba de apariţia unei tensiuni electromotoare atunci cînd unei plăci cristaline parcurse de curent i se aplică un cîmp magnetic transversal. Această tensiune electromotoare poate fi pusă în evidenţă între feţele cristalului paralele atît cu direcţia curentului cît şi cu cea a cîmpului magnetic. Valoarea ei este

$$e = \frac{R}{t} iB \tag{15.30}$$

unde i este curentul, B inducţia magnetică aplicată, t este grosimea plăcii de-a lungul direcţiei lui B iar R este un coeficient de proporţionalitate numit coeficient Hall, dependent de densitatea purtătorilor de sarcină în cristalul semiconductor şi de mobilitatea acestora.

Cristalul poate fi situat astfel încît să fie străbătut de unda a cărei putere trebuie să fie cunoscută, curentul, fiind creat de componenta transversală a cîmpului electric iar inducţia magnetică fiind cea corespunzătoare cîmpului magnetic transversal.

Dacă curentul şi inducţia magnetică sînt proporţionale şi în fază respectiv cu componentele transversale E şi H ale cîmpului undei, media în timp a tensiunii electromotoare Hall măsoară puterea medie a undei care se propagă pe linia respectivă. Sensibilitatea unui astfel de dispozitiv este practic neschimbată la frecvenţele microundelor sau la frecvenţă joasă, ceea ce permite aplicarea metodelor de substituţie.

Fenomenul de *detecţie în cristale semiconductoare* este de asemenea utilizat pentru măsurarea puterii. Diodele detectoare au un curent dependent de cîmpul electric din punctul în care sînt conectate pe linia de transmisiune a microundelor. Pentru măsurarea puterii este necesară etalonarea dispozitivelor cu diode. Aceasta nu poate fi făcută prin substituţie cu putere de joasă frecvenţă, întrucît caracteristicile diodelor se păstrează doar pe benzi înguste de frecvenţă. Se realizează de aceea etalonarea prin comparare cu alte dispozitive,

ca de exemplu bolometrele. Etalonarea trebuie refăcută frecvent, deoarece variază în timp.

Utilizate pentru măsurarea puterii, diodele semiconductoare se disting printr-o inerție foarte mică și o sensibilitate ridicată. Aceasta le face proprii pentru indicarea nivelelor de putere foarte reduse.

La nivele mici de putere, caracteristica diodelor este parabolică, deci curentul continuu detectat este proporțional cu puterea absorbită de diodă, care, la rîndul ei, este proporțională cu puterea supusă măsurării.

15.2.4. MĂSURAREA PUTERII TRANSMISE PE O LINIE DE TRANSMISIUNE

De multe ori, în practică, măsurarea puterii care este transmisă de generator unei sarcini trebuie făcută chiar în timpul funcționării instalației respective. În acest caz, măsurarea nu trebuie să perturbe transmisiunea de putere, deci trebuie să se realizeze cu un consum relativ mic de putere și să nu provoace apariția unor reflexii pe linie. Există instrumente care realizează direct aceste deziderate — cum sînt cele cu peliculă bolometrică în peretele ghidului — însă rezolvarea tipică a acestei probleme este utilizarea unor instrumente de tip terminal în combinație cu cuploare direcționale. Către instrument se derivă în acest fel doar o mică fracțiune a puterii care se propagă pe linie. Combinația dintre un cuplor direcțional și un instrument de măsurare a puterii este necesară și în cazul măsurării unor puteri mari, care depășesc gama utilizării instrumentului dat.

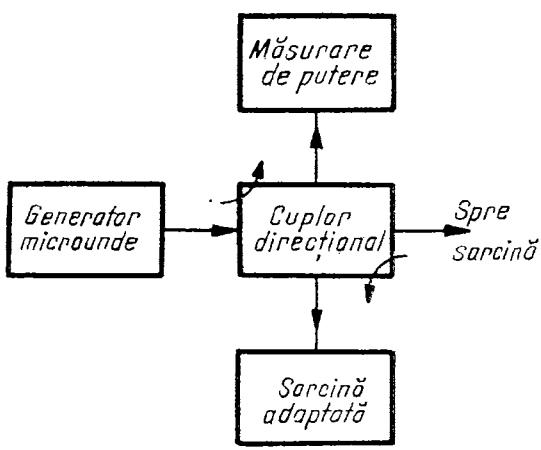


Fig. 15.24. Schema bloc a montajului de măsurare a puterii transmise pe o linie, cu un cuplor direcțional.

Să considerăm montajul din figura 15.24. Un cuplor direcțional ideal ar face ca la instrumentul de măsură să ajungă o putere egală cu o fracțiune dată din puterea undei directe care se propagă pe linia principală, fără ca unda reflectată să fie simțită de instrument. În acest caz, pentru cunoașterea pute-

rii absorbite de sarcină ar fi suficientă cunoașterea modulului coeficientului de reflexie al acesteia.

$$\frac{P_s}{P_I} = K(1 - |\rho_s|)^2 \tag{15.31}$$

K fiind o constantă mult mai mare decît unitatea

$$K = \frac{1}{k(1 - |\rho_I|^2)} \tag{15.32}$$

unde k este coeficientul de cuplaj al cuplorului direcțional iar ρ_I coeficientul de reflexie al instrumentului.

Reflexiile proprii ale cuplorului direcțional și valoarea finită a directivității (care face ca și o fracțiune redusă din unda reflectată să fie cuplată către instrumentul de măsură) au ca efect o anumită modificare a constantei de proporționalitate care intervine în relația (15.30) și apariția în formulă a unui factor care introduce o dependență și de faza coeficientului de reflexie ρ_S

$$\frac{P_S}{P_I} = K' \frac{1 - |\rho_S|^2}{|1 - \rho_{ce}\rho_S|^2}, \tag{15.33}$$

unde ρ_{ce} este coeficientul echivalent de reflexie introdus de cuplorul direcțional.

În funcție de coeficienții matricii de dispersie a cuplorului direcțional real, K' și ρ_{ce} se exprimă astfel

$$K' = K\left|1 - \left(S_{33} - \frac{S_{23}S_{31}}{S_{32}}\right)\rho_I\right|^2 \tag{15.34}$$

$$\rho_{ce} = S_{22} - \frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}. \tag{15.35}$$

Modificarea constantei de proporționalitate nu este dăunătoare, întrucît valoarea ei se poate elimina făcîndu-se o etalonare cu un alt instrument. Dacă la măsurarea făcută în scopul etalonării instrumentul de la ieșirea dispozitivului indică o putere P_0 iar cel etalonat din brațul cuplorului direcțional, o putere P_I, atunci pentru o sarcină oarecare

$$\frac{P_S}{P_I} = \frac{P_0}{P_{I0}} \frac{1 - |\rho_S|^2}{1 - |\rho_0|^2} \cdot \frac{|1 - \rho_{ce}\rho_0|^2}{|1 - \rho_{ce}\rho_S|^2} \tag{15.36}$$

unde ρ_0 este coeficientul de reflexie de la intrarea instrumentului folosit pentru etalonare.

Faptul că $\rho_{ce} \neq 0$ este însă un dezavantaj mai mare, căci incertitudinea existentă în argumentul produselor $\rho_{ce}\rho_0$ și respectiv $\rho_{ce}\rho_S$ fixează două limite între care se află valoarea ultimei fracții din partea dreaptă a expresiei (15.36)

$$\frac{1 - |\rho_{ce}||\rho_0|}{|1 + \rho_{ce}||\rho_S|} < \left|\frac{1 - \rho_{ce}\rho_0}{1 - \rho_{ce}\rho_S}\right| < \frac{1 + |\rho_{ce}||\rho_0|}{1 - |\rho_{ce}||\rho_S|}. \tag{15.37}$$

Cu ajutorul a două transformatoare de impedanțe plasate înainte și în urma cuplorului direcțional, ρ_{ce} poate fi anulat. Reglajul lor se face astfel:

alimentînd dispozitivul de măsură dinspre ieșire și punînd la intrare o sarcină adaptată, transformatorul dinspre partea intrării este reglat așa încît instrumentul pentru măsurarea puterii să aibă o indicație nulă. În acest fel, se obține o directivitate echivalentă infinită a cuplorului. Păstrînd apoi acest reglaj, se reglează celălalt transformator pînă la anularea reflexiilor văzute de genera-

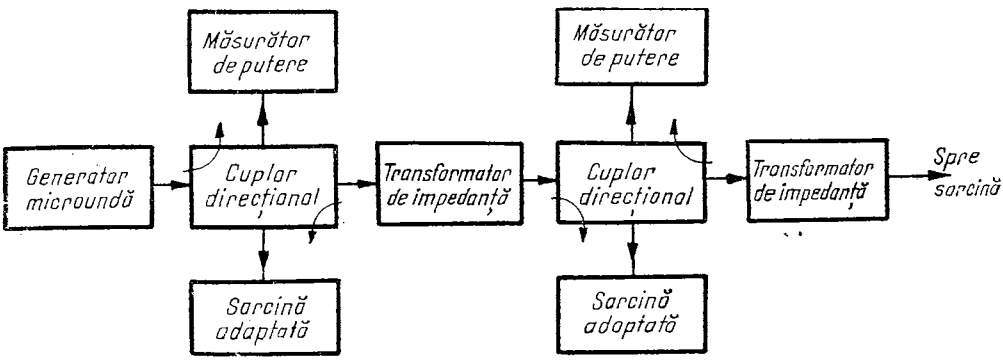


Fig. 15.25. Schema bloc a montajului de măsurare a puterii transmise pe o linie, cu două cuploare direcționale

torul plasat, după cum s-a arătat, la ieșirea sistemului. Procedura este destul de complicată și se justifică doar dacă limitele de eroare, evaluate din (15.37) nu sînt admisibile.

Sistemul cu instrumentul folosit în combinație cu un cuplor direcțional necesită, chiar în ipoteza existenței unui cuplor ideal, cunoașterea valorilor absolute ale coeficienților de reflexie ai sarcinii și instrumentului. Se poate evita această cerință folosind un sistem cu două cuploare direcționale și două instrumente de măsurare a puterii (fig. 15.25). În cazul că cele două cuploare sînt ideale, instrumentele dau indicații proporționale cu puterea undei directe (P_{I1}) și respectiv cu cea a undei reflectate (P_{I2}).

$$P_S = k_1 P_{I_1} - k_2 P_{I_2} \tag{15.38}$$

Valorile constantelor k_1 și k_2 se determină prin procedura de etalonare. În cadrul acesteia, în locul sarcinii se conectează întîi un alt instrument de măsurare a puterii, apoi o placă de scurtcircuitare (pentru care $P_S = 0$). Se obține astfel un sistem de două ecuații cu necunoscutele k_1 și k_2.

Cuploarele reale, imperfecte, introduc și în acest tip de măsurare erori suplimentare, care în cazul precedent, pot fi compensate prin utilizarea a două transformatoare de impedanță (unul între cele două cuploare, celălalt înaintea ieșirii) reglate în mod corespunzător.

15.2.5. MĂSURAREA PUTERII IMPULSURILOR DE MICROUNDE

În multe aplicații (radiolocație, transmisie de date etc.) microundele sînt utilizate sub formă de impulsuri. În caracterizarea emițătoarelor de microunde modulate în impulsuri, cea mai importantă mărime este puterea de vîrf.

Prin acest termen se înțelege valoarea puterii mediată pe o perioadă a frecvenței purtătoare în jurul maximului impulsului.

Un prim procedeu de determinare a puterii de vîrf este aplicabil atunci cînd impulsurile sînt aproximativ dreptunghiulare și constă în calcularea acestei puteri din valoarea puterii medii, măsurată printr-una din metodele amintite anterior (calorimetrică, bolometrică etc.). Între cele două valori, notate P_i și rsepectiv P_m, există relația evidentă

$$P_i \approx \frac{P_m}{\tau f_r} \qquad (15.39)$$

unde τ este durata impulsului, iar f_r frecvența de repetiție. În caz că forma impulsului diferă de cea dreptunghiulară, în formula de mai sus trebuie să se introducă o corecție corespunzătoare. Corecția constă în înmulțirea numitorului cu un factor egal cu raportul dintre înălțimea impulsului și înălțimea echivalentă a unui impuls dreptunghiular de suprafață și lărgime egală cu impulsul real.

Metoda comparației.

Această metodă face uz de un osciloscop cu două canale (fig. 15.26, *a*). Unuia dintre canale i se aplică puterea cunoscută a unei surse de microunde care funcționează în regim de oscilații întreținute, cu scurte întreruperi, repetate cu frecvența impulsurilor și avînd o durată ceva mai mare decît acestea. Aceste întreruperi apar, după detecție, ca impulsuri negative pe osciloscop. Pe fondul acestora se aplică impulsul măsurat, supus în prealabil unei atenuări reglabile și detecției. Amplitudinea acestui impuls este reglată așa încît vîrful său să coincidă ca poziție cu orizontala corespunzătoare puterii de comparare (fig. 15.26, *b*). Amplificarea canalelor se stabilește în prealabil astfel încît să

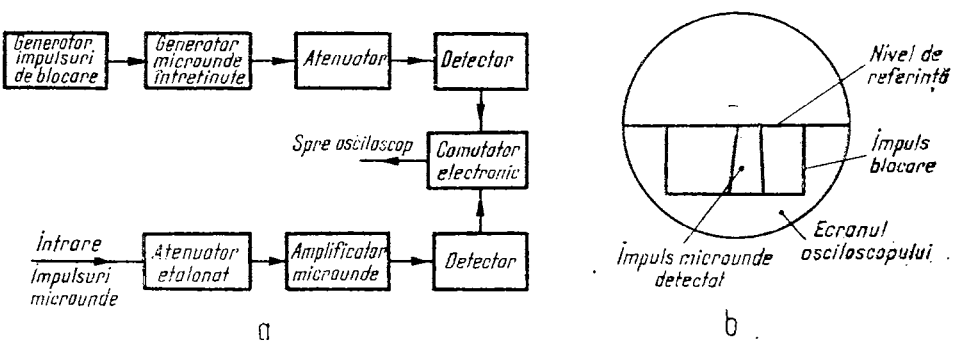


Fig. 15.26. Măsurarea puterii unor impulsuri de microunde prin metoda comparației cu puterea unei oscilații întreținute:
a — schema bloc a montajului; *b* — imaginea pe osciloscop

fie aceeași atunci cînd atenuatorul reglabil este pus la indicația zero. Egalizarea se poate face experimental, aplicînd succesiv oscilația întreținută de comparație fiecărui canal și urmărind imaginea de pe osciloscop. Cu această precauție, atenuarea introdusă în timpul măsurării reprezintă diferența (în dB) între puterea de vîrf a impulsului și puterea oscilațiilor întreținute.

Erorile introduse de această metodă provin din imprecizia atenuatorului variabil și a măsurării puterii oscilației de referință. Cu instrumentele realizate pe acest principiu se măsoară puteri între zecimi de mW și kilowați, cu erori de 5—10%.

Metoda integrării și diferențierii.

Metoda constă din aplicarea puterii impulsului (în întregime sau parțial, printr-un cuplor direcțional cu o valoare precis cunoscută a cuplajului) unui baretor, care, prin variația rezistenței, produce în diagonala unei punți o variație de tensiune proporțională cu impulsul integrat. Acest semnal este diferențiat (după amplificarea sa de către un amplificator video) cu ajutorul unui circuit RC de diferențiere, la ieșirea căruia semnalul reproduce impulsul de microunde inițial. Acest din urmă semnal este măsurat cu un voltmetru de vîrf. Pentru etalonarea instrumentului se folosește un generator de impulsuri de amplitudine standard, integrate de către un circuit RC de integrare cu constantă de timp egală cu a baretorului și care se substituie apoi semnalului furnizat de baretor (fig. 15.27). Metoda nu este utilizabilă decît la impulsuri mai scurte decît 15 μs, căci baretorul are o constantă de timp prea scurtă pentru integrarea corectă a impulsurilor de durată mai mare. Precizia obținută este de 5—10% și depinde de generatorul de etalonare și de montura baretorului.

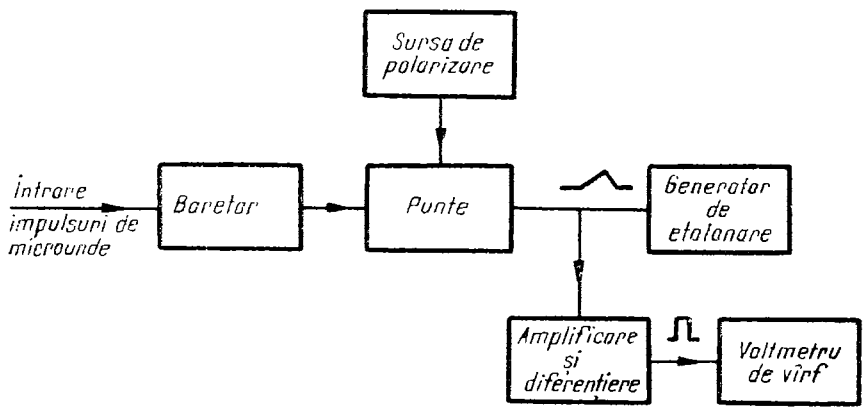


Fig. 15.27. Măsurarea puterii unor impulsuri de microunde prin metoda integrării și diferențierii

Metoda eșantionării.

Această metodă permite compararea puterii instantanee a unui impuls de microunde cu o putere de referință a unor oscilații întreținute de aceeași frecvență. În acest scop, se extrag eșantioane de durată egală între ele și avînd aceeași frecvență de repetiție ca impulsurile, din semnalul de măsurat și unda continuă. Eșantioanele sînt mult mai scurte decît durata impulsului de microunde măsurat, iar amplasarea lor temporală trebuie să coincidă cu vîrful impulsului.

Pentru aceasta, cu ajutorul unui comutator manual (fig. 15.28) se aplică unui comutator electronic rapid fie impulsul de măsurat (printr-un cuplor direcțional de precizie), fie oscilațiile întreținute, de aceeași frecvență. Comutatorul electronic (cu diodă semiconductoare) face ca pentru un scurt inter-

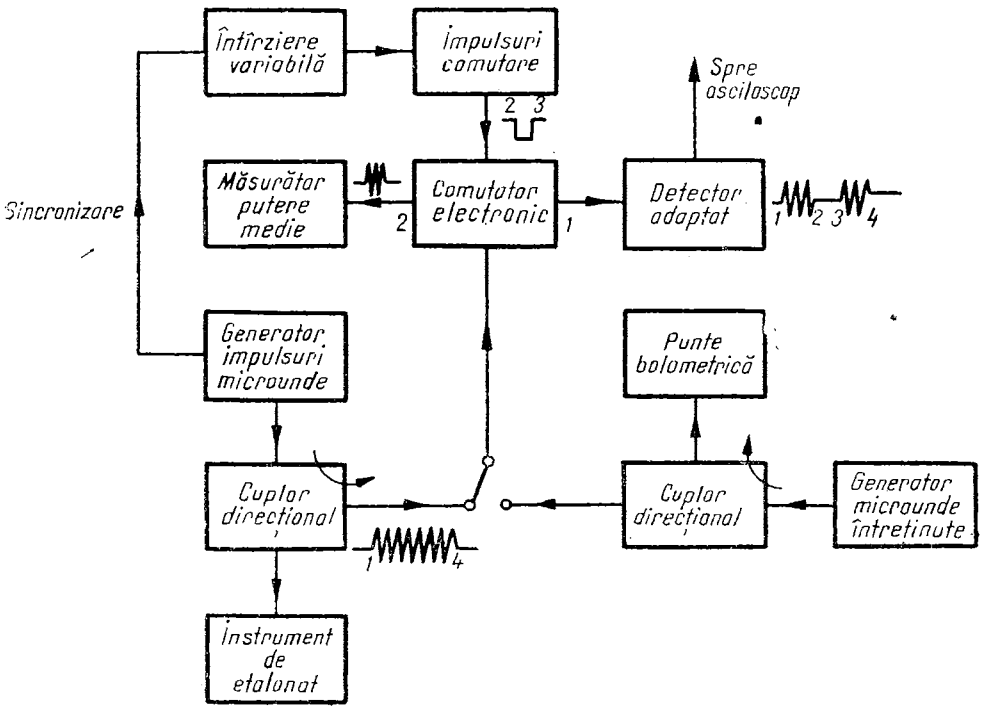


Fig. 15.28. Măsurarea puterii unor impulsuri de microunde prin metoda eșantionării.

val de timp semnalul, care în tot restul timpului este transmis la ieșirea 1, să fie comutat la ieșirea 2 — unde eșantioanele sînt detectate și puterea lor medie este măsurată. Comutatorul electronic este sincronizat cu impulsurile de microunde, a căror frecvență de repetiție trebuie să fie menținută foarte constantă. Semnalul detectat la ieșirea 1 se aplică unui osciloscop, pe ecranul căruia se poate vedea forma impulsului măsurat, întrerupt pe durata eșantionului, rezultînd astfel poziția eșantionului relativă la impuls, care este controlată așa încît să coincidă cu vîrful impulsului. Nivelul de putere al oscilației de referință este stabilit astfel încît indicația corespunzătoare puterii medii a eșantionului să fie aceeași ca și la aplicarea impulsurilor. Măsurînd apoi prin mijloace convenționale nivelul astfel stabilit al puterii de referință și făcînd eventualele corecții corespunzătoare valorii cuplajului cuploarelor direcționale utilizate, se găsește puterea de vîrf a impulsului.

Constanța frecvenței de repetiție a impulsurilor este dictată de cerința ca densitatea eșantioanelor să se mențină riguros aceeași la explorarea impulsurilor sau a oscilației de referință. O variantă modificată a metodei elimină

această cerință, prin aceea că folosește pentru comparare un osciloscop a cărui bază de timp este declanșată cu ajutorul unui circuit basculant bistabil de două ori în decursul fiecărei perioade de repetiție a impulsurilor, odată astfel încît să coincidă în timp cu impulsul care este vizualizat pe ecran iar a doua

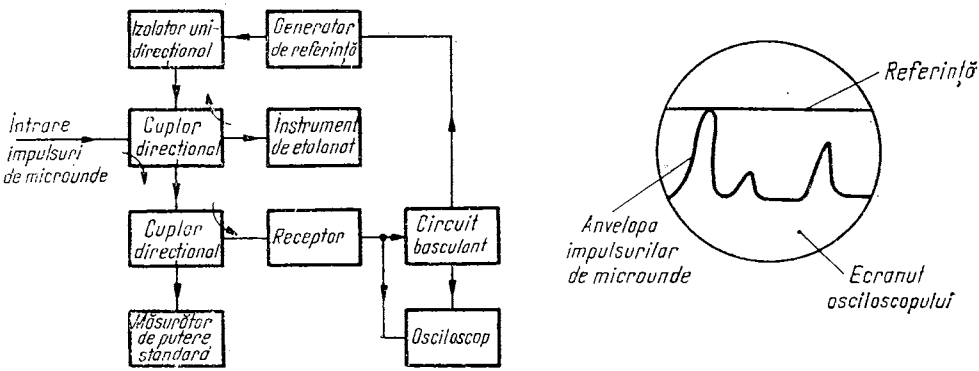


Fig. 15.29. Utilizarea osciloscopului pentru măsurarea puterii impulsurilor de microunde prin metoda eșantionării:
a — schema bloc a montajului; *b* — imaginea pe osciloscop

oară în pauza dintre impulsuri, cînd la intrarea sincroscopului se aplică un eșantion din oscilația întreținută, de referință (fig. 15.29, *a*). Cele două imagini se suprapun pe ecran (fig. 15.29, *b*) a doua fiind o linie orizontală (corespunzînd amplitudinii constante a semnalului de referință), care marchează nivelul cu care trebuie să coincidă vîrful impulsului de microunde. Acest nivel este reglabil și măsurabil, comparația făcîndu-se ca și în cazul primei variante prezentate.

Tuturor procedeelor de măsurare a puterii de vîrf le este comună o eroare specifică, care se adaugă erorilor întîlnite în general la măsurările de putere. Este vorba de cea care provine din lărgimea finită de bandă a echipamentului utilizat. În cazul unor impulsuri dreptunghiulare, circa 99% din puterea se concentrează în porțiunea de spectru situată într-o bandă de $\frac{20}{\tau}$ în jurul frecvenței f_0 de umplere. Pentru impulsuri cu durata de 100 ns, utilizat în multe instalații moderne, lărgimea benzii în care se impune o suficientă uniformitate a performanțelor este de 200 MHz, ceea ce limitează selectivitatea admisibilă a circuitelor utilizate.

Măsuri de prevedere speciale se cer și în legătură cu prevenirea cuplajelor parazite, mai ales în montajele în care nivelele mari de putere sînt aplicate unor dispozitive de măsură pentru putere mică, prin intermediul unor cuploare direcționale sau atenuatoare cu o valoare mare a atenuării de inserție.

O altă sursă de erori în măsurarea puterii de vîrf a impulsurilor se leagă de distorsiunile introduse de detectoarele înfășurătoarei impulsurilor. Diodele utilizate în această calitate au un timp de creștere finit și, în cazul impulsurilor scurte cu fronturi abrupte, nu pot urmări variațiile înfășurătoarei. Este indicat să se recurgă la diode rapide, pentru care această problemă nu se pune.

15.2.6. MĂSURAREA PUTERILOR EXTREM DE MICI

Dacă măsurarea puterilor de vîrf trebuie să rezolve problemele ridicate de existența unor nivele extrem de ridicate de putere, cealaltă extremitate a gamei puterilor folosite în microunde ridică la rîndul ei probleme specifice. În adevăr, se întîlnesc foarte frecvent situații în care semnalele de microunde au nivele extrem de mici de putere. De cele mai multe ori, măsurarea absolută a puterii acestor semnale nu este necesară. Se impune însă indicarea prezenței lor și, adesea, compararea puterilor. Dacă totuși, se dorește determinarea valorii absolute a unor puteri foarte mici, compararea se face cu un semnal avînd o putere cunoscută de același ordin de mărime, obținut dintr-un semnal de putere măsurabilă printr-una din metodele obișnuite, trecut printr-un atenuator cu o valoare precis cunoscută a atenuării.

Limita inferioară a puterilor măsurabile cu ajutorul bolometrelor se află în jurul a 10^{-5} W. Semnalele mai slabe pot fi indicate prin detecția cu ajutorul diodelor semiconductoare.

Curentul unei astfel de diode depinde neliniar de tensiune, dependența putînd fi exprimată prin dezvoltarea în serie Taylor,

$$I = f(V) + f'(V)\,\Delta V + f''(V)\,\frac{(\Delta V)^2}{2} + \ldots \tag{15.40}$$

Termenul de grad doi în ΔV face ca, la suprapunerea peste o tensiune continuă dată a unei tensiuni armonice $\Delta V = V \sin \omega t$, componenta continuă a curentului să aibă o creștere ΔI proporțională cu V^2 — deci cu puterea semnalului. Raportul $\frac{\Delta I}{\Delta P}$, numit sensibilitate în curent a detectorului, depinde de punctul de funcționare și are o valoare maximă la o anumită polarizare aplicată diodei în sens direct. Valoarea minimă a puterii care poate fi indicată este cea la care creșterea curentului este egală cu valoarea eficace a curentului de zgomot prin diodă. Într-o bandă de 1 MHz o valoare tipică a puterii minime indicate este de 10^{-9} W.

Puterea maximă admisă de diodele detectoare obișnuite este de ordinul a 10^{-2} W, cu mențiunea că dincolo de valoarea 5.10^{-5} W legea detecției se abate de la cea pătratică.

Sub nivele de putere de 10^{-9} W, indicarea semnalelor de microunde se poate face doar recurgîndu-se la scheme speciale.

Metoda superpoziției.

Această metodă constă în aplicarea la dioda detectoare în afara semnalului ΔV a unui semnal auxiliar, coerent cu cel supus măsurării, de amplitudine V. În lipsa semnalului măsurat, curentul diodei este proporțional cu pătratul amplitudinii

$$I = kV^2 \tag{15.41}$$

În prezența semnalului

$$I + \Delta I = k(V + \Delta V)^2. \tag{15.42}$$

În ipoteza $\Delta V \ll V$, rezultă

$$\Delta I = 2kV\Delta V \tag{15.43}$$

Fără aplicarea semnalului auxiliar V, curentul ar fi fost

$$\Delta I_0 = k\,(\Delta V)^2. \tag{15.44}$$

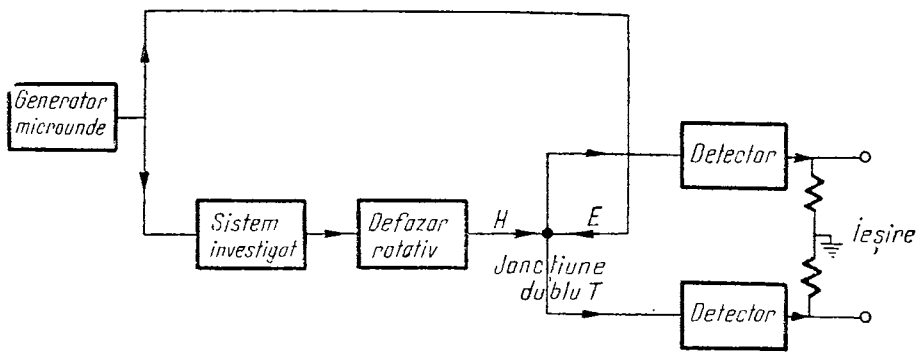


Fig. 15.30. Schema bloc a montajului de indicare a puterilor foarte mici prin metoda superpoziției

Metoda suprapunerii aduce deci un cîștig de sensibilitate egal cu

$$\frac{\Delta I}{\Delta I_0} = \frac{2V}{\Delta V} \gg 1 \tag{15.45}$$

Alegînd o valoare V cît mai mare (atît cît este admisibil pentru dioda dată) sensibilitatea se ameliorează substanțial și poate atinge, pentru o lărgime a benzii de 1 MHz, valoarea de 10^{-13} W, cu patru ordine de mărime sub cea realizată prin detecția simplă.

Pentru alte valori ale benzii de frecvență, nivelele citate ale puterii minime trebuie înmulțite cu radical din numărul de MHz.

Un exemplu de utilizare al metodei suprapunerii este ilustrat în figura 15.30. Semnalul auxiliar, de nivel mare, se obține de la aceeași sursă ca și semnalul care trebuie indicat. Suprapunerea lor se face într-o joncțiune în dublu T, ale cărei brațe coliniare conțin două detectoare identice. Semnalul de ieșire este diferența tensiunilor detectate. În prealabil semnalul măsurat trece printr-un defazor rotativ care realizează variația continuă a fazei cu o viteză constantă (ceea ce este echivalent cu o ușoară deplasare a frecvenței). Din această cauză defazajul dintre semnalele care se suprapun variază periodic și se obține un semnal de ieșire variabil periodic, mai ușor de pus în evidență decît unul constant.

Ameliorarea condițiilor de indicare a semnalelor de putere extrem de slabă se poate realiza uneori și prin sisteme de reducere a zgomotelor, cum este detecția coerentă (fig. 15.31). Așa cum se vede în schema bloc, modulatorul

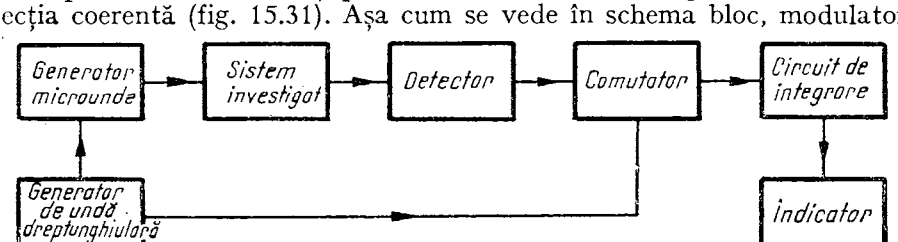


Fig. 15.31. Schema bloc a montajului de indicare a puterilor foarte mici prin metoda detecției coerente.

care modulează semnalul în impulsuri dreptunghiulare, comandă și deschiderea și închiderea unui circuit poartă, care devine transparent doar în timpul în care i se aplică impulsurile detectate și este blocat în pauză. Circuitul de integrare care urmează conduce la un efect cumulativ al impulsurilor utile, în timp ce componentele de fluctuație, necorelate între ele nu se bucură de același efect. Cu cît constanta de timp de integrare este mai mare, cu atît crește raportul semnal-zgomot la ieșire, obținîndu-se astfel distingerea semnalului chiar dintr-un fond de perturbații care inițial îl acoperă complet.

15.2.7. ERORI ÎN MĂSURAREA PUTERII MICROUNDELOR

Există mai multe surse independente de erori care afectează măsurarea puterii microundelor incidente.

● Erorile instrumentelor utilizate — afectează precizia cu care sînt măsurate puterile continue sau de joasă frecvență substituite puterii microundelor.

● Erorile de neadaptare — sînt provocate de reflexiile care apar la sarcină și la generator, care introduc în măsurare o ambiguitate provenită din faptul că puterea disponibilă nu este transferată în întregime sarcinii sau traductorului.

● Erorile legate de pierderile traductoarelor provin din faptul că elementul propriu zis sensibil la putere este amplasat într-o montură necesară conectării la linia de transmisiune ai cărei pereți și suporți interni disipă parțial puterea supusă măsurării.

● Erorile de substituție — rezultă din neindentitatea distribuției puterii microundelor și puterii continue sau de joasă frecvență de-a lungul elementelor sensibile ale traductoarelor. La sistemele care folosesc două traductoare, se adaugă ca sursă de erori neidentitatea acestora.

Prima categorie citată nu este specifică metodelor de măsurare în microunde. Instrumentele utilizate sînt de tip convențional (ampermetre, voltmetre, galvanometre, wattmetre de curent continuu sau alternativ) iar clasa lor de precizie se alege în funcție de nivelul de eroare acceptat. Cea de a doua categorie de erori precum și ultimele două categorii, care în multe cazuri nu pot fi bine separate, deci trebuie tratate împreună, ca erori ale traductoarelor, vor fi discutate în cele ce urmează.

Erorile de neadaptare.

Regimul de transmisie a puterii pe o linie de microunde depinde în foarte mare măsură de existența reflexiilor. Atunci cînd o undă de putere P_0 care se propagă de-a lungul liniei întîlnește o discontinuitate caracterizată printr-un coeficient de reflexie ρ_s ea se separă în două părți: o undă reflectată, care transportă în sens invers propagării undei incidente o putere

$$P_r = P_0 |\rho_s|^2 \tag{15.46}$$

și o undă directă care transportă mai departe, dincolo de punctul în care intervine reflexie, puterea

$$P_d = P_0(1 - |\rho_s|^2). \tag{15.47}$$

Astfel, o sarcină oarecare (de exemplu cea reprezentată de un instrument de măsurarea puterii) absoarbe întreaga putere incidentă doar atunci cînd ea nu produce nici o reflexie pe linie, deci atunci cînd prezintă o impedanță egală cu impedanța caracteristică a liniei.

Nu numai rapoartele de impedanță la sarcină ci și cele de la generator influențează valoarea puterii absorbite pe sarcină. În adevăr, puterea P_0 a undei incidente, deci cea pe care generatorul o cedează liniei, este maximă atunci cînd impedanța de intrare a liniei este valoarea complex conjugată a impedanței de ieșire a generatorului. În general, dacă se raportează puterea absorbită de sarcină la puterea P_A pe care o poate da generatorul unei linii adaptate se obține

$$\frac{P}{P_A} = \frac{1 - |\rho_s|^2}{|1 - \rho_G \rho_s|^2} \tag{15.48}$$

unde ρ_s și ρ_G sînt coeficienții de reflexie (în valoare complexă) la sarcină și la generator. Este de remarcat că numitorul expresiei depinde nu numai de valorile absolute ale coeficienților de reflexie ci și de fazele lor, care trebuie evaluate într-un același punct al liniei.

Raportul dintre puterea absorbită de o sarcină și puterea maximă P_M pe care o poate ceda un generator în condiții de transfer optim de putere este

$$\frac{P}{P_M} = \frac{(1 - |\rho_s|^2)(1 - |\rho_G|^2}{|1 - \rho_G \rho_s|^2} \tag{15.49}$$

O categorie importantă de măsurări de putere este cea care urmărește caracterizarea din acest punct de vedere a unor generatoare de microunde. Mărimea necesară în acest scop este P_M, care este o caracteristică intrinsecă a sursei. În montajul real însă, mărimea măsurată este P. Eroarea de neadaptare se poate reduce controlînd mărimile ρ_G și ρ_s (de exemplu cu ajutorul unor transformatoare de impedanțe, care însă introduc alte erori prin pierderile lor proprii) sau se poate corecta prin calcul, dacă se cunosc valorile ρ_G și ρ_s (atît ca modul cît și ca argument). Atunci cînd coeficienții de reflexie se cunosc doar în valoare absolută (mărime mult mai ușor accesibilă măsurării decît faza) se poate stabili o limită superioară a erorii, ținînd seama de inegalitatea evidentă

$$1 - |\rho_G \rho_S| \leqslant |1 - \rho_G \rho_S| \leqslant 1 + |\rho_G \rho_S| \tag{15.50}$$

Așa, de pildă, dacă coeficienții de undă staționară către sarcină și către generator au valoarea $\sigma = 1{,}4$ (deci $|\rho_S| = |\rho_G| = \frac{1-\sigma}{1+\sigma} = 0{,}167$), rezultă, cu luarea în considerare a relației (16.49) și inegalităților (16.50) că, dacă puterea măsurată este P, vom avea

$$P_M = 1{,}06\, P \pm 2{,}8\%$$

Erorile de neadaptare trebuie evaluate în raport cu erorile inerente procedeului utilizat pentru măsurarea puterii. Dacă se folosește un procedeu

de precizie relativ mică, ale cărui erori oricum predomină, este nerezonabil să se depună eforturi mari pentru obținerea unui înalt grad de adaptare.

Într-o altă categorie de măsurări se urmărește determinarea puterii absorbite de o anumită sarcină. Pentru aceasta se folosește metoda comparației, în cadrul căreia, în condiții identice, în locul sarcinii se conectează instrumentul de măsurare a puterii. Pentru ca rezultatul măsurării să fie corect, instrumentul trebuie să prezinte liniei aceeași impedanță ca și sarcina dată. În caz contrar este necesar să se stabilească corecția care trebuie făcută, conform relației

$$\frac{P_I}{P_S} = \frac{(1 - |\rho_I|^2)(|1 - \rho_G \rho_S|^2)}{(1 - |\rho_S|^2)(|1 - \rho_G \rho_I|)^2} \tag{15.51}$$

Eroarea de neadaptare introdusă de metodă dispare, desigur, dacă $\rho_S = \rho_I$. Dacă $\rho_G = 0$ corecția necesară poate fi calculată chiar dacă se cunosc doar valorile absolute ale coeficienților de reflexie proprii instrumentului și sarcinii.

De obicei, între generatorul de microunde și sarcină se introduce fie un izolator nereciproc cu ferită (care permite trecerea undelor doar dinspre generator spre sarcină) fie un atenuator, în scopul separării sarcinii de generator, așa încît regimul funcționării acestuia să fie independent de eventuale variații ale sarcinii. Separarea are ca urmare și faptul că în locul coeficientului de reflexie al generatorului propriu zis, în măsurarea puterii intervine coeficientul de reflexie la ieșirea izolatorului sau a atenuatorului, a cărui valoare este redusă.

Evitarea efectului coeficientului de reflexie al generatorului se realizează intercalînd între acesta și sarcină un cuplor direcțional (fig. 15.32) care cu-

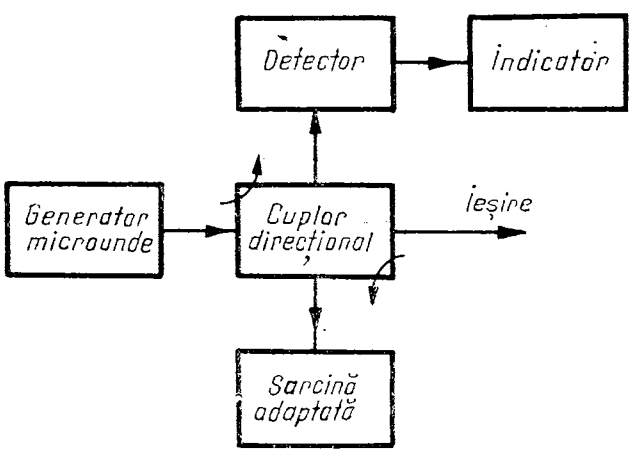


Fig. 15.32. Montaj pentru eliminarea erorilor datorite reflexiei la generator

prinde în brațul secundar un detector care indică nivelul undei directe și stabilind, atît în condițiile conectării la ieșire a sarcinii cît și a watmetrului, o aceeași valoare a curentului detectat. Erorile introduse de imperfecțiunea cuplorului direcțional (reflexiile proprii ale acestuia și directivitatea finită) sînt, de regulă, inferioare celor datorate neadaptării generatorului. În plus,

reflexiile proprii ale cuplorului direcțional cît și directivitatea finită a acestuia pot fi compensate la o frecvență dată cu ajutorul unor transformatoare de impedanță plasate la intrarea și la ieșirea sa.

Erorile traductoarelor.

Un traductor ideal utilizat la măsurarea puterii microundelor ar trebui să transfere integral această putere elementului sensibil pe care îl conține, element care la rîndul său trebuie să răspundă identic la puteri egale, indiferent de frecvență.

Randamentul traductorului este raportul dintre puterea microundelor absorbite de elementul sensibil și puterea totală absorbită la intrarea monturii în care acest element este amplasat. Luarea în considerare și a erorilor de substituție conduce la definirea noțiunii de *randament eficace,* care este raportul dintre puterea substituită (continuă sau de joasă frecvență) absorbită de elementul sensibil și puterea de microunde totală absorbită la intrarea monturii care conduce la același răspuns. Dispozitivele de măsurare a puterii se caracterizează și prin *factorul de etalonare,* care reprezintă raportul dintre puterea substituită (continuă sau de joasă frecvență) absorbită de elementul sensibil și puterea microundelor incindente la interarea monturii acestui element. Spre deosebire de randamentul eficace, factorul de etalonare depinde și de coeficientul de reflexie provocat pe linia de transmisie a puterii de intrare a traductorului. Factorul de etalonare este utilizat ca un factor de corecție, în scopul realizării unor măsurări precise de putere.

Pentru cunoașterea randamentului eficace și al factorului de etalonare al unei anumite monturi de traductor, cea mai simplă metodă este cea a comparării directe cu o montură etalonată anterior. Transferul de etalonare se face atunci cînd montura de etalonat și cea standard au același tip de conectoare la intrare (ghiduri de undă de aceleași dimensiunii sau conectoare coaxiale identice).

Erorile de substituție.

Erorile de substituție, decurgînd din distribuția diferită a puterii disipate în elementul sensibil al traductorului la frecvențele din gama microundelor și respectiv, în curent continuu, sînt reduse la minumum în cazul bolometrelor prin dimensiunile foarte reduse ale acestora. Astfel, pentru baretoare, eroarea de substituție la 10 GHz a putut fi coborîtă la 0,1%, în timp ce la termistoarele miniaturale ea poate fi și mai redusă.

15.3. MĂSURAREA ATENUĂRII ȘI A DEFAZAJULUI

Compararea semnalului de microunde în două puncte diferite de pe direcția de propagare arată, de regulă, că propagarea este însoțită de atenuare și că între cele două semnale există un defazaj. Prin atenuare se înțelege o micșorare a puterii transmise între punctele considerate, rezultînd din pierderi disipative sau din reflexii. Defazajul între semnalele din puncte diferite exprimă întîrzierea în timp provocată de propagarea cu viteză finită de-a lungul unei anumite distanțe.

Caracterizarea unei linii de transmisiune uniforme — cu doi conductori sau ghid de unde — se face, în afara impedanței caracteristice, prin constanta de atenuare și constanta de fază. Constanta de atenuare, α, este o măsură a descreșterii amplitudinii undei în procesul de propagare pe liniie și se exprimă prin logaritmul raportului dintre amplitudinea unei unde progresive într-un punct dat al liniei și amplitudinea într-un punct situat mai departe cu o unitate de lungime în direcția propagării. Constanta de fază, β, este o măsură a vitezei cu care se deplasează un front de fază contantă de-a lungul liniei și se exprimă prin defazajul dintre cîmpul în două suprafețe de fază constantă distanțate, pe direcția de propagare, printr-o unitate de lungime. Ea este legată de lungimea de undă pe linie λ_g prin relația

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}. \tag{15.52}$$

Constanta de fază este dependentă de frecvență; la o frecvență dată, măsurarea ei este echivalentă cu măsurarea lungimii de undă pe linie. Constanta de atenuare este nulă pentru o linie, ideală; de obicei este la rîndul ei dependentă de frecvență.

Pentru un sistem de microunde complex, la care se poate distinge o intrare și o ieșire, mărimile care intervin sînt atenuarea și defazajul diferențial. Evident, spre deosebire de cazul liniei uniforme, aceste mărimi nu se dau pe unitate de lungime, ci sînt adimensionale. Descreșterea puterii la parcurgerea sistemului de microunde (privit cu un cuadripol) este dependentă și de circuitele care îl preced și îl succed pe acesta. Se definesc de aceea mai multe mărimi care exprimă această descreștere, alegîndu-se dintre ele pe cea mai adecvată în problema concretă care intervine.

Pierderile de inserție se definesc ca logaritm al raportului puterilor absorbite de o sarcină într-un sistem dat în absența cuadripolului și, respectiv, după deschiderea sistemului și înserarea cuadripolului. Chiar cînd cuadripolul este liber de orice disipație de energie, el poate provoca pierderi de inserție prin reflexiile pe care eventual le introduce. Nu este exclus, în alte cazuri, ca pierderile de inserție să rezulte negative: un cuadripol de adaptare, de exemplu, provoacă, prin introducerea sa în sistem, o creștere a puterii absorbite de sarcină.

Atenuarea se definește ca reprezentînd pierderile de inserție în condițiile în care înainte de introducerea cuadripolului sistemul este adaptat. Astfel ea depinde doar de proprietățile cuadripolului la care se referă. Pentru un cuadripol pasiv, este întotdeauna pozitivă și — din cauză reflecțiilor provocate de cuadripol — poate fi diferită de zero chiar dacă nu există pierderi prin disipație.

Atenuarea intrinsecă este atenuarea minimă care se poate obține pentru un cuadripol, atunci cînd la intrarea și la ieșirea acestuia se face o adaptare de impedanțe prin circuite fără pierderi. Valoarea ei depinde deci doar de pierderile efective de putere prin disipație.

Atenuarea diferențială este o noțiune aplicabilă pentru sisteme cu atenuare ajustabilă (cum sînt atenuatoarele variabile) și reprezintă variația de atenuare pentru două poziții diferite.

Pierderile traductorului sînt o noţiune teoretică şi se definesc prin compararea puterii absorbite de sarcină la înserarea cuadripolului dat şi a unui cuadripol de acelaşi tip, însă ideal (fără pierderi, cu conectoare perfecte etc.). Din cauza ipotezei existenţei cuadripolilor ideali, această mărime nu este accesibilă măsurării, însă este utilă în calcule.

Din punctul de vedere al relaţiilor de fază, ceea ce interesează la un sistem este *defazajul diferenţial* care se defineşte ca variaţia fazei cîmpului la ieşirea sistemului, produsă printr-o ajustare a caracteristicilor cuadripolului respectiv.

15.3.1. STANDARDE DE ATENUARE PENTRU MICROUNDE

În măsurarea atenuării în microunde, deseori sînt necesare dispozitive avînd o atenuare bine cunoscută, utilizabile pentru comparare cu dispozitivele a căror atenuare trebuie determinată. Cele mai curente tipuri de atenuatoare, cele cu strat subţire rezistiv depus pe plăcuţe a căror poziţie în ghid este controlabilă, pot fi folosite în această calitate, însă precizia etalonării lor depinde de stabilitatea rezistenţei iar atenuarea lor depinde de frecvenţă. Cuploarele direcţionale îngrijit realizate au, din acest punct de vedere meritul de a avea parametri care depind în primă aproximaţie de configuraţia geometrică, însă, pentru a funcţiona în game de frecvenţă largi cu reflexii mici, construcţia lor este complexă şi costisitoare. Mari avantaje prezintă acele tipuri de atenuatoare variabile la care atenuările incrementale pot fi corect predeterminate din cunoaşterea unor dimensiuni geometrice, măsurate la rîndul lor cu precizie. Dintre acestea, o justificată răspîndire o au atenuatoarele cu ghid de unde la frecvenţă subcritică şi cele rotative.

Pentru un ghid uniform fără pierderi excitat într-un singur mod, cîmpul la o frecvenţă sub cea critică scade exponenţial cu distanţa. Dacă există o sondă sau o spiră mobilă pentru extragerea semnalului, poziţia acesteia determină foarte precis nivelul semnalului. De obicei se folosesc ghiduri circulare, realizate cu toleranţe severe, excitate în modul TE_{11}, cu filtre dielectrice sau metalice pentru suprimarea altor moduri. Pentru acestea, constanta de propagare (în neperi/metru) este dată de relaţia

$$\gamma = \frac{1{,}841}{r}\sqrt{1-\left(\frac{\omega r}{1{,}841c}\right)^2}-\frac{1}{r}\sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}\left[1+j\left(1-\frac{1}{1-\dfrac{1}{r\left\{2-\left(\dfrac{\omega r\sqrt{\varepsilon}}{1{,}841c}\right)^2\sqrt{\dfrac{\omega\mu\sigma}{2}}\right\}}}\right)\right] \tag{15.53}$$

în care r este raza, cilindrului ε permitivitatea relativă a mediului din interior (pentru aer $\varepsilon \approx 1{,}0003$), μ şi σ permeabilitatea relativă şi conductivitatea pereţilor ghidului.

Defazajul care apare între semnalul de intrare și cel de ieșire este neglijabil. Atenuarea apare nu datorită disipației puterii ci reflexiei, de aceea, din punct de vedere al adaptării, astfel de atenuatoare nu sînt avantajoase. În schimb, caracterisitica de atenuare este ușor și precis calculabilă, dependența de poziția elementului mobil fiind liniară. Pierderile minime de inserție sînt importante. Alte atenuatoare standard sînt formate dintr-un ghid circular excitat în modul TE_{11}, în care se află o plăcuță metalică care se poate roti în jurul axei ghidului. Atenuarea introdusă de prezența plăcuței este calculabilă conform relației

$$A_{dB} = 40 \log \sec \theta + C \tag{15.54}$$

în care θ este unghiul cu care se rotește placa față de polarizarea modului TE_{11} (în ghid circular), iar C este valoarea reziduală de atenuare (pentru $\theta = 0$). Pentru precizia acestor atenuatoare este de mare importanță alinierea axei de rotație, precizia mecanismului de atenuare, neadaptarea etc.

Atenuatoarele cu ghid de unde la frecvență subcritică și cele cu plăcuță rotativă sînt considerate standarde primare de atenuare, căci valoarea atenuării este calculabilă din geometria sistemului. Atenuatoarele disipative sau cuploarele direcționale, etalonate cu ajutorul standardelor primare, pot fi folosite ca standarde secundare.

15.3.2. MĂSURAREA ATENUĂRII UNUI CUADRIPOL PENTRU MICROUNDE

Metoda directă

Cea mai simplă metodă de măsurare a atenuării unui cuadripol pentru microunde este cea care pornește de la însăși definiția atenuării. Ea comportă deci două măsurări ale puterii absorbite de sarcină: în prezența și în absența cuadripolului înserat între aceasta și generator. Atenuarea fiind definită ca un raport de puteri (în unități logaritmice) este suficient să se determine mărimi proporționale cu puterea și nu neapărat puterea în valoare absolută. Astfel, se poate utiliza un detector cu diodă la nivel de semnal suficient de mic încît caracteristica să fie parabolică — deci curentul detectat proporțional cu puterea semnalului. Condițiile de adaptare în absența cuadripolului investigat sînt presupuse în definiție și trebuie să fie îndeplinite. Precizia măsurării depinde de precizia detectorului cu instrumentul său de măsură, de stabilitatea puterii și frecvenței generatorului pe timpul măsurării etc. Atenuările măsurabile prin această metodă cu echipament obișnuit de laborator sînt de ordinul a 40 dB, deoarece la atenuări mai mari se poate întîmpla fie ca semnalul după introducerea cuadripolului să fie atît de slab încît să se piardă în fondul de zgomot, fie ca semnalul înaintea introducerii cuadripolului să fie atît de puternic încît să depășească domeniul detecției parabolice. Metoda este rapidă și simplă, iar eroarea este de obicei de circa $\pm 0{,}2$ dB.

Deși detectoarele cu cristal sînt mai sensibile, pentru măsurarea raportului de puteri este preferat de obicei un bolometru — al cărui răspuns este mai liniar în raport cu puterea semnalului și mai stabil. Semnalul de microunde aplicat poate fi modulat în audiofrecvență, așa încît semnalul detectat să poată fi supus unei amplificări selective, de mare sensibilitate. În adevăr, dacă constanta de timp a bolometrului este prea lungă în raport cu perioada microundelor încît rezistența sa să urmărească valoarea instantanee a semnalului, ea este totuși scurtă în raport cu perioada de modulație — deci rezistența capătă o componentă variabilă în ritmul frecvenței audio. O precizie superioară se poate realiza dacă cele două puteri al căror raport se caută sînt măsurate cu ajutorul unei punți bolometrice, conform unui procedeu descris în capitolul de măsurare a puterii microundelor, utilizîndu-se o metodă de substituție cu curent continuu. Întrucît interesează doar raportul puterilor, nu este riguros necesară în acest caz egalitatea efectelor puterilor egale la frecvența microundelor și în curent continuu — fiind suficientă proporționalitatea lor.

Dacă puterea continuă aplicată inițial pentru echilibrarea punții este W_0 iar puterile aplicate în prezența microundelor (reduse în consecință pentru menținerea echilibrului) sînt respectiv W_1 și W_2 (prima valoare corespunzînd cazului absenței cuadripolului a cărui atenuare se măsoară iar cea de a doua — cazului înserării acestui cuadripol) atenuarea în dB este

$$A = 10 \log \frac{W_0 - W_1}{W_0 - W_2} \qquad (15.55, a)$$

sau

$$A = 10 \log \frac{1}{1 - \frac{W_2 - W_1}{W_0 - W_1}} \qquad (15.55, b)$$

Măsurarea se face conform relației (15.55, *a*) în cazul unor atenuări mari, cînd $W_0 - W_1$ diferă substanțialde $W_0 - W_2$. La atenuări sub 3 dB este preferabil să se folosească relația (15.55, *b*) — matematic echivalentă — în sensul măsurării variațiilor puterii continue $W_0 - W_1$ și $W_2 - W_1$. Pentru erori relative egale, acest procedeu este mult mai precis la atenuări mici.

O metodă comodă de măsurare a atenuării ca raport de puteri, deși mai puțin exactă decît cele descrise mai sus, face uz de două cuploare direcționale identice, situate înainte și respectiv în urma cuadripolului de microunde studiat (fig. 15.33). O aceeași fracțiune din puterea undei directe este transmisă prin cuploarele direcționale unor detectoare identice. Semnalul de microunde este modulat cu o frecvență audio, iar semnalele audio detectate, proporționale cu puterea incidentă și respectiv cu cea transmisă prin circuit, sînt aplicate la intrările unui logometru, care indică valoarea atenuării în decibeli.

Dacă metoda se aplică făcîndu-se o etalonare preliminară, precizia se îmbunătățește, cu atît mai mult cu cît etalonarea se face mai aproape de valorile care urmează a fi determinate. Etalonarea se poate face, ca și măsurarea, fie la o frecvență fixă, fie într-o gamă de frecvențe. Pentru etalonare, în locul cuadripolului măsurat se înserează un atenuator standard. În acest caz nu mai este strict necesar ca legea detecției să fie pătratică, iar abaterile caracteristicilor de detecție de la această lege nu împietează asupra preciziei.

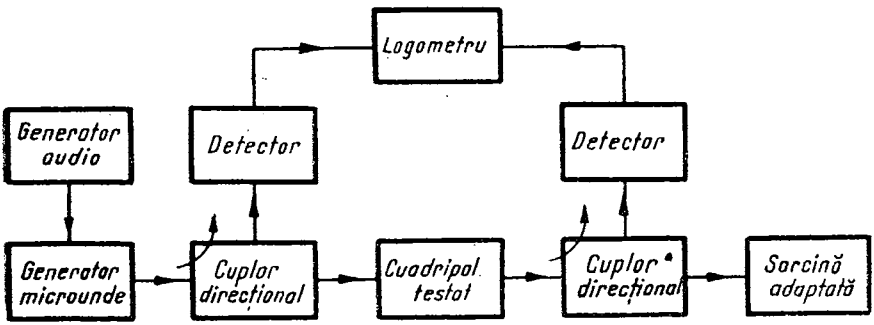


Fig.. 15.33. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării ca raport de puteri

Măsurarea atenuării cu ajutorul cuploarelor direcționale are avantajul suplimentar că evită erorile datorate instabilității în timp a nivelului generatorului de microunde, întrucît puterea la intrare și la ieșire se măsoară simultan, deci raportul nu este influențat de variația lor proporțională.

Metode de substituție

Principiul general care stă la baza utilizării metodelor de substituție pentru măsurarea atenuării este de a îngloba în circuit, în cascadă cu cuadripolul măsurat, un standard de atenuare reglabil — și de a menține un nivel constant de ieșire la includerea și la excluderea cuadripolului, prin variația atenuării acestui standard. Diferența atenuărilor standardului corespunzînd celor două situații dă atenuarea necunoscută a cuadripolului măsurat. Faptul că se lucrează la un nivel constant elimină orice cerință privind etalonarea sistemului de detecție. Erorile sînt determinate, în primul rînd de precizia standardului de atenuare utilizat.

Substituția directă — sau substituția în înaltă frecvență — utilizează ca standard un atenuator pentru microunde, care funcționează la frecvența semnalului. Acest standard este la început reglat la o atenuare mai mare decît cea estimată pentru cuadripolul măsurat și apoi, după introducerea acestuia, atenuarea sa este micșorată pînă la obținerea aceluiași nivel de ieșire (fig. 15.34).

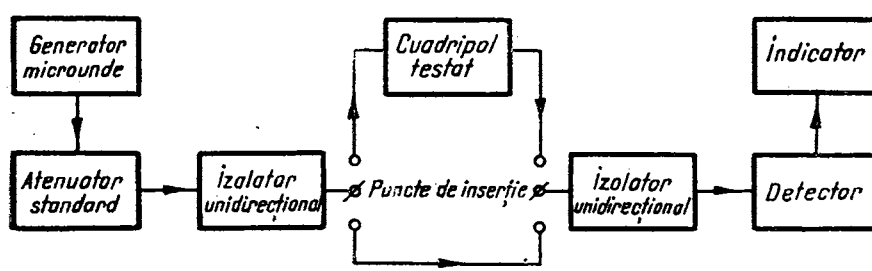


Fig. 15.34. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituției directe

Gama atenuărilor măsurabile depinde de puterea semnalului disponibil şi de sensibilitatea detectorului. Se pot măsura astfel atenuări într-o gamă foarte largă — care poate atinge 100 dB. Pînă la 50 dB precizia care se poate obţine este foarte bună. Din punctul de vedere al gamei măsurabile, substituţia directă depăşeşte toate celelalte metode. De obicei însă, atenuatorul standard este calibrat doar la anumite frecvenţe, iar atunci cînd semnalul are o frecvenţă diferită de acestea trebuie să se recurgă la o interpolare — ceea ce, desigur, afectează negativ precizia.

Pentru evitarea efectelor eventualei instabilităţi a amplitudinii, se poate folosi montajul de substituţie paralel (fig. 15.35) care reprezintă, în esenţă, un interferometru avînd într-un braţ un atenuator de reglare a nivelului iar în celălalt combinaţia dintre atenuatorul standard şi cuadripolul măsurat. Atunci cînd atenuarea totală a acestor două elemente este egală cu cea a atenuatorului de reglare a nivelului, interferenţa lor, obţinută de pildă într-o joncţiune în dublu T, poate duce la anularea completă a semnalului de ieşire. În acest scop, într-unul dintre braţe trebuie să existe un defazor, care să permită stabilirea defazajului corect. Acestui defazor i se impune cerinţa ca în diversele sale poziţii atenuarea pe care o introduce să rămînă constantă.

Măsurarea cu mare precizie a atenuării se poate realiza cu ajutorul metodei substituţiei în frecvenţă intermediară. În cadrul acesteia, semnalul de microunde este mai întîi translatat, prin heterodinare, la o frecvenţă mai coborîtă, de ordinul zecilor de MHz. La aceste frecvenţe există standarde de atenuare de mare precizie. În plus, faptul că acest standard lucrează la o frecvenţă fixă permite utilizarea unei etalonări unice, chiar atunci cînd se măsoară atenuările în microunde la diferite frecvenţe.

O cerinţă de mare importanţă este liniaritatea conversiei de frecvenţă adică proporţionalitatea riguroasă dintre amplitudinea semnalului de frec-

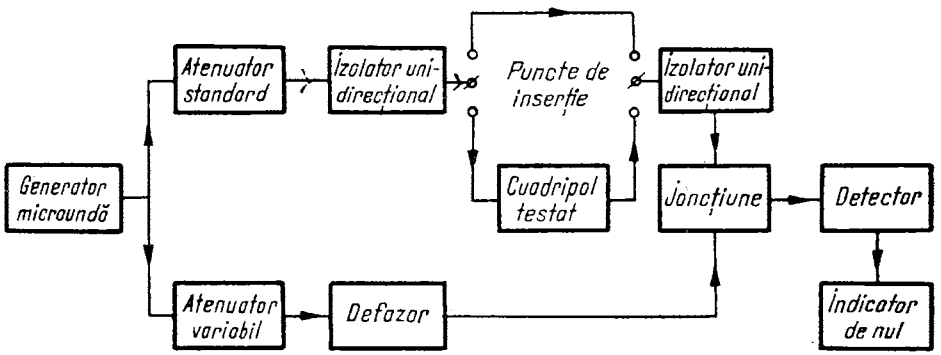


Fig. 15.35. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituţiei în paralel, în înaltă frecvenţă

venţă intermediară şi cel de microunde supus conversiei. În condiţiile îndeplinirii acestei cerinţe, atenuarea la frecvenţă intermediară are acelaşi efect ca atenuarea la frecvenţa microundelor, deci substituţia este posibilă. Pentru asigurarea liniarităţii, se lucrează cu o putere a semnalului mult mai mică decît a oscilatorului local. Dacă între cele două nivele de putere raportul

nu scade sub 30 dB este posibilă o proporționalitate practic perfectă între puterile la frecvențe de intrare și cea de ieșire a mixerului, pe o gamă dinamică de pînă la 60 dB. Pentru lărgirea acestei game, ar trebui să se ajungă la nivele de semnal atît de reduse încît zgomotul ar împieta asupra liniarității conver-

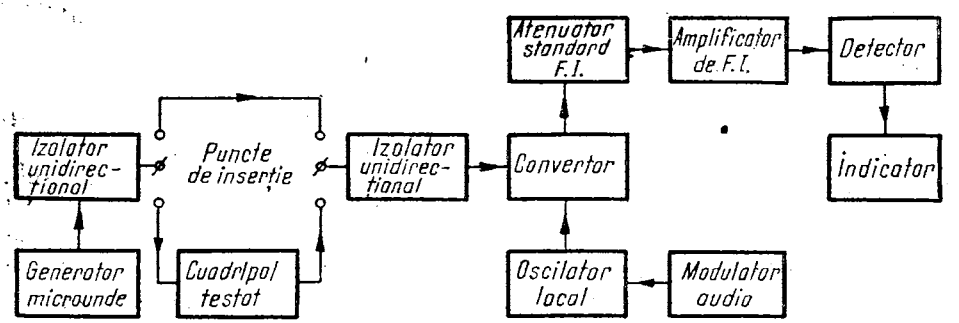


Fig. 15.36. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituției în serie, la frecvența intermediară.

siei și, implicit, asupra preciziei măsurării. Este important, desigur, ca amplitudinea oscilației locale să fie menținută constantă.

Și în cazul substituției în frecvența intermediară este posibilă realizarea atît a unor montaje serie cît și a unora derivație. Sistemul serie (fig. 15.36) prezintă avantaje de simplitate, însă presupune stabilitatea nivelului generatorului și absența derivei detectorului. Oscilatorul local sau sursa de microunde pot fi modulate cu o frecvență audio, ceea ce permite amplificarea selectivă a semnalului detectat.

În sistemul derivație, semnalul de frecvență intermediară care provine din conversia semnalului de microunde este comparat cu un semnal provenit

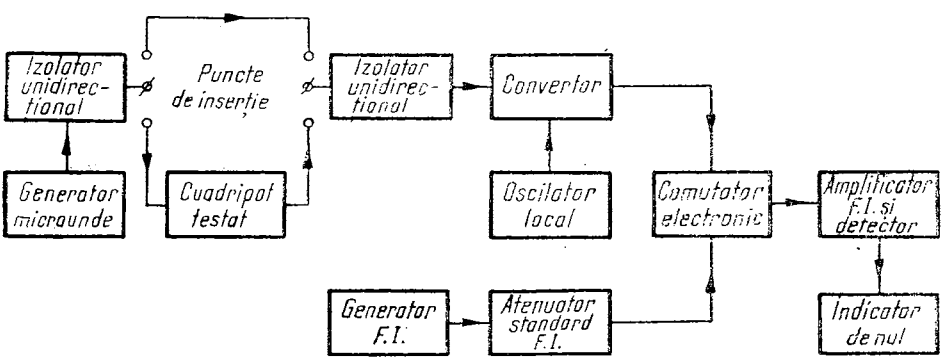


Fig. 15.37. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituției în paralel, la frecvența intermediară

de la un generator pe frecvența intermediară și trecut prin atenuatorul standard. Compararea se face fie cu ajutorul unui comutator electronic, care face ca la intrarea amplificatorului de frecvență intermediară să ajungă pe rînd unul sau altul dintre semnale (fig. 15.37), fie modulînd și sursa de micro-

unde și cea de frecvență intermediară cu o undă dreptunghiulară de audiofrecvență în antifază așa încît semnalul celor două canale să ajungă pe rînd la amplificatorul de frecvență intermediară. Ca și în cazul anterior, la egalitatea semnalelor curentul detectat nu conține nici o componentă de audiofrecvență. Astfel, această componentă — trecută printr-un amplificator audio selectiv, trebuie anulată prin reglarea corespunzătoare a standardului de atenuare.

Avantajul sistemului paralel este acela că nivelul semnalului disponibil este mai mare decît la sistemul serie, în care intervine atenuarea minimă a standardului de atenuare pe frecvențe intermediare. Aceasta permite lărgirea gamei dinamice a atenuărilor măsurabile, pînă către 100 dB (cu erori mai mari la valori mari de atenuare).

Oscilația de frecvență intermediară creată de generatorul din canalul paralel trebuie să fie cît mai apropiată de cea provenită din conversia semnalului din canalul principal — inclusiv în ceea ce privește nivelul de zgomot care poate provoca o neidentitate a semnalelor confundabilă cu o neegalitate a atenuărilor din cele două canale. Pentru mărirea preciziei, uneori se injectează în acest scop un anumit zgomot în semnalul de ieșire al generatorului de frecvență intermediară.

O altă posibilitate de aplicare a metodelor de substituție în măsurarea atenuării este substituția de audiofrecvență. Ca în cazurile descrise anterior, și în aceste caz există o variantă de montaj serie și una derivație. În varianta serie, variațiile de atenuare a cuadripolului măsurat se compensează prin variații în sens contrar ale atenuării unui atenuator standard de audio-frecvență, înserat după detector și înaintea amplificatorului audio. Precizia măsurării este condiționată în condițiile acestei metode de respectarea legii patratice de către detector. La precizii mai mici (pînă la 0,2 dB) se poate folosi atît detectorul cu cristal — pe game dinamice pînă la 38 dB — cît și baretorul — pe game de 53 dB. Pentru precizii mai mari, dioda cu cristal nu se poate utiliza. Este recomandabil să se verifice forma caracteristicii detectorului utilizat.

Lărgimea gamei de atenuări măsurabile se poate obține, atunci cînd este disponibil un semnal de microunde puternic, prin introducerea în lanțul de înaltă frecvență a unor atenuatoare fixe de precizie, cu valori inferioare variației nivelului semnalului, așa încît atenuarea lor să fie doar completată de cea a atenuatorului standard în audiofrecvență (fig. 15.38).

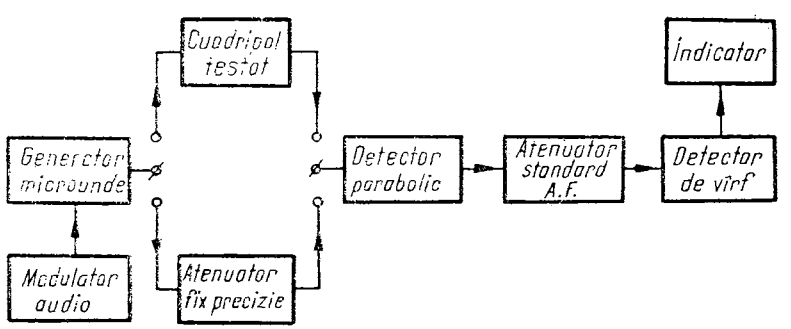


Fig. 15.38. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituției în serie, în audiofrecvență

În metoda paralel, care evită erorile cauzate de variații ale nivelului sursei de microunde, semnalul se împarte în două părți egale la intrările a două canale, unul cuprinzînd cuadripolul testat în partea de înaltă frecvență și standardul audio de atenuare după amplificarea audio, echilibrul stabilindu-se prin indicația nulă a unui amplificator diferențial (fig. 15.39).

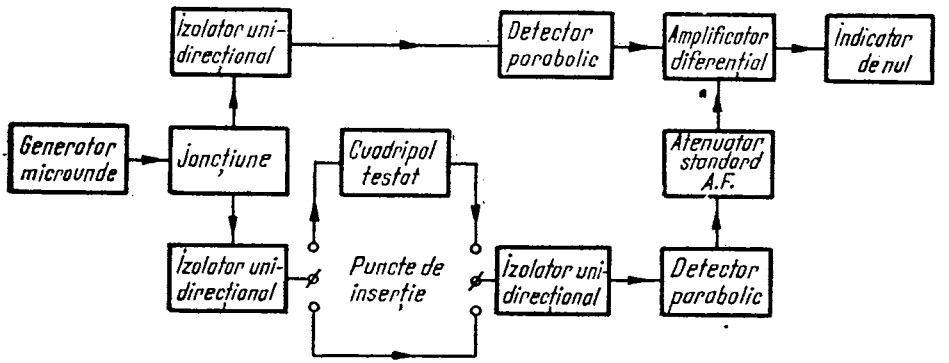


Fig. 15.39. Schema bloc a montajului de măsurare a atenuării prin metoda substituției în paralel, în audiofrecvență

Metode utilizabile fără standarde de atenuare

Toate metodele de substituție presupun existența unor standarde de atenuare și depind de precizia etalonării acestora. Atenuarea însă, fiind un raport adimensional, nu necesită obligatoriu un standard. Există metode absolute de măsurare, disponibile în lipsa unui standard satisfăcător sau pentru verificarea unui standard.

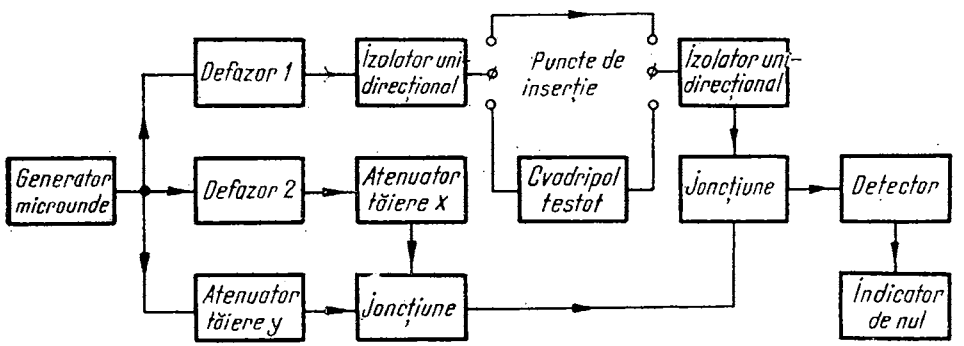


Fig. 15.40. Schema bloc a montajului de măsurare absolută a atenuării cu utilizarea unor atenuatoare subcritice

O asemenea metodă se bazează pe schema bloc din fig. 15.40. Ea permite etalonarea simultană a doi atenuatori cu ghid lucrînd sub frecvența de tăiere precum și măsurarea unei trepte de atenuare necunoscute introduse în punctul de inserție.

La început, conectînd direct între ele punctele de inserţie, se stabilesc, defazoarele şi atenuatoarele din cele două braţe ale punţii aşa încît la ieşirea sistemului semnalul să fie nul. Se inserează apoi un cuadripol cu o atenuare necunoscută şi se recapătă echilibrul la alte poziţii ale atenuatoarelor, fără a se modifica starea defazoarelor. Atenuarea introdusă de atenuatoarele cu ghid lucrînd sub frecvenţa de tăiere este proporţională cu distanţa pe care se produce, constantele de atenuare putînd fi diferite, α_1 şi α_2. Dacă distanţele de atenuare ale celor două atenuatoare în cele două situaţii sînt x_1 şi x_2 (fără inserţia cuadripolului necunoscut) şi, respectiv y_1 şi y_2 (după inserţie), atenuarea necunoscută este

$$\alpha = \frac{e^{-\alpha_1 x_1} + Ce^{-\alpha_2 x_2}}{e^{-\alpha_1 y_1} + Ce^{-\alpha_2 y_2}} \tag{15.56}$$

C fiind o constantă a sistemului.

În această relaţie, α, α_1, α_2 şi C sînt necunoscute. Schimbînd defazajele introduse de defazorul din braţul 1 se pot obţine atîtea ecuaţii cîte sînt necesar pentru determinarea tuturor acestor necunoscute. Cunoaşterea constantelor de atenuare şi măsurarea corectă a distanţelor este suficientă la atenuatoarele cu ghid la frecvenţă subcritică pentru trasarea curbelor de etalonare. În continuare, formula (15.56) poate fi utilizată pentru măsurarea unor atenuări necunoscute.

În figura 15.41 este reprezentat montajul care stă la baza unei alte metode absolute de măsurare a atenuării. Între sursă şi detectorul echipat cu un indi-

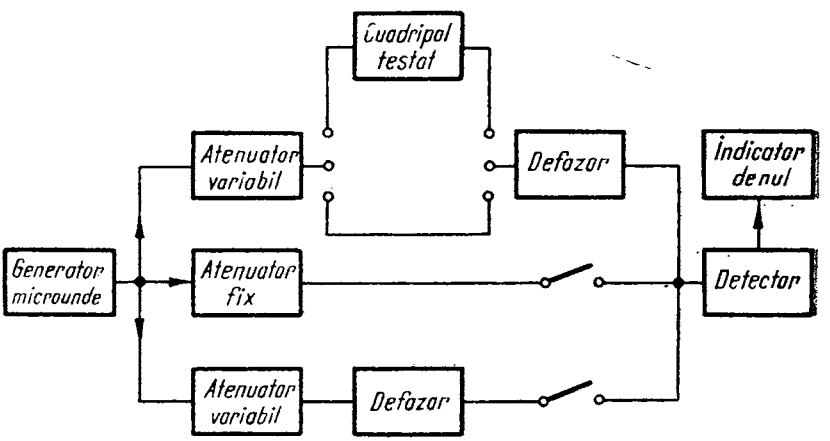


Fig. 15.41. Schema bloc a montajului de etalonare absolută în trepte a unui atenuator continuu variabil

cator de nul există trei canale în paralel: unul care cuprinde punctele de inserţie ale cuadripolului de etalonat, în cascadă cu un atenuator variabil neetalonat şi cu un defazor, iar celelalte două (putînd fi conectate pe rînd, cu ajutorul unor comutatoare) consistînd dintr-un atenuator fix şi, respectiv, dintr-un atenuator variabil în cascadă cu un defazor.

La început, cele două brațe se conectează unul cîte unul în paralel cu cel de măsură: întîi cel fix, reglîndu-se atenuarea și defazarea din brațul de măsură pentru obținerea unui semnal detectat nul, apoi celălalt, căruia i se reglează la rîndul său atenuarea și faza pentru restabilitea nulului. După aceste manevre, semnalul care trece prin fiecare din cele două brațe auxiliare are aceeași amplitudine și fază. Se conectează apoi toate brațele, semnalele din brațele auxiliare se adună în fază, deci amplitudinea devine dublă. Pentru compensarea sa, atenuarea cuadripolului de măsurat trebuie să se reducă cu 6,02 dB. Deconectînd apoi și conectînd alternativ brațul fix, echilibrările succesive conduc la variații ale atenuării cuadripolului necunoscînd cu 3,02 dB, 2,5 dB etc. — corespunzînd unor rapoarte de semnal $\frac{3}{2}$, $\frac{4}{3}$ etc. Față de metoda expusă anterior, avantajul constă în aceea că nu mai este necesară eliminarea unor necunoscute suplimentare; în schimb însă, metoda se aplică doar atunci cînd cuadripolul măsurat are o atenuare continuu variabilă, iar etalonarea se face în trepte fixe.

Metodele de măsurare fără utilizarea unor standarde de atenuare sînt și ele afectate de erori specifice. Reglarea defazoarelor conduce la anumite variații ale atenuării lor proprii și ale reflexiilor introduse. Împărțirea puterii de semnal între diferitele canale se face într-un raport care depinde de reflexiile existente, variabile în procesul măsurării. Erorile care se fac la reglarea treptelor de atenuare sînt cumulative. Stabilitatea frecvenței influențează precizia măsurării.

15.3.3. STANDARDE PENTRU DEFAZAJUL DIFERENȚIAL ÎN MICROUNDE

Cea mai importantă cerință impusă unui standard de defazaj diferențial este, desigur, precizia cu care este cunoscută caracteristica sa de defazaj. Alte cerințe se impun de asemenea cu privire la pierderile introduse la lărgimea de bandă și la defazajul diferențial maxim realizabil.

Principalele tipuri de defazor pentru microunde sînt următoarele:

Defazoare cu reflexie — adică dispozitive la care semnalul de ieșire este reprezentat de semnalul reflectat de un scurt-circuit variabil ca poziție (sau de o fracțiune din acest semnal reflectat). Separarea semnalului reflectat de cel incident poate fi realizată cu ajutorul unui cuplor direcțional sau a unui circulator. Scurtcircuitul glisant se realizează sub forma unui piston (cu sau fără contact) a cărui poziție este precis controlabilă. Retragerea pistonului cu o anumită distanță face ca unda reflectată, prezentă la ieșire, să fie parcurs suplimentar dublul acestei distanțe. Cunoscîndu-se lungimea de undă în ghid, defazajul suplimentar introdus pe această cale se poate determina cu precizie. Este însă necesar, pentru prevenirea unor erori de neadaptare, ca sistemul să fie adaptat atît la intrare cît și la ieșire. Cerința este mai severă la defazorul cu cuplor direcțional decît la cel cu circulator, dat fiind că primul are la intrare un important factor propriu de reflexie. În plus, cuplorul direcțional conduce la reducerea semnalului de ieșire față de cel de intrare, pe cînd la circulator

atenuarea care apare este neglijabilă (de regulă sub 1 dB). Precizia standardului este limitată de precizia măsurării deplasării pistonului de scurtcircuitare, de precizia dimensională a ghidului utilizat și de instabilitatea frecvenței. Defazajul maxim introdus depinde de cursa pistonului.

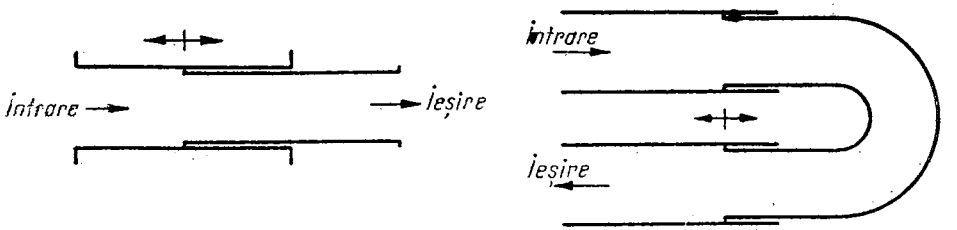


Fig. 15.42. Defazoare cu linii extensibile:
a — sistem telescopic; *b* — sistem de tip trombon

Defazoare cu linii extensibile — realizează defazajul prin modificarea lungimii electrice a unei linii de-a lungul căreia se propagă o undă progresivă. Aceasta se obține cu ajutorul unui sistem telescopic (fig. 15.42, *a*) sau, mai frecvent, cu un sistem de tip trombon (fig. 15.42, *b*). Cel de al doilea crează, la o deplasare dată, un defazaj dublu față de primul. Un avantaj evident este acela că atît intrarea cît și ieșirea defazorului pot rămîne imobile. Variația inevitabilă de secțiune între cele două segmente de linie care glisează una în alta conduc la reflexii care, mai ales la frecvențe mai înalte, sînt sursa unor erori în stabilirea defazajului. Imprecizia măsurării distanței pe care are loc translația și instabilitatea frecvenței intervin în eroarea globală ca și la defazoarele cu reflexie.

Defazoare cu dielectric — funcționează pe baza faptului că introducerea unei plăci de dieletric într-un ghid de unde modifică constanta de propagare (deci lungimea electrică) a acestuia în funcție de poziția relativă a plăcii față de distribuția de cîmp în ghidul neperturbat. Într-un ghid dreptunghiular, plăcuța, paralelă cu planul E, glisează, între centrul secțiunii și peretele îngust, introducînd o întîrziere suplimentară maximă în primul caz și minimă în cel de al doilea. Într-un ghid circular prin care se propagă modul TE_{11} (fundamental) plăcuța este situată într-un plan diametral și se rotește în jurul axei ghidului. În primul caz, defazajul diferențial depinde de frecvență și etalonarea la fiecare frecvență de lucru este de dorit. Defazoarele cu ghid circular au însă un defazaj practic independent de frecvență. În plus, rotirea continuă a plăcii de dielectric produce o variație continuă a fazei, ceea ce nu se poate obține la celelalte defazoare descrise. Sînt însă necesare la intrare și la ieșire tranziții între ghidul dreptunghiular și un ghid circular, ceea ce complică dispozitivul.

Plăcile de dielectric au capetele de o formă stabilită astfel încît să minimizeze reflexiile provocate de variația impedanței caracteristice a ghidului și care pot conduce la erori.

Defazoare cu ferită — consistă de regulă dintr-o tijă de ferită plasată axial și simetric într-un ghid de undă dreptunghiular și un bobinaj exterior

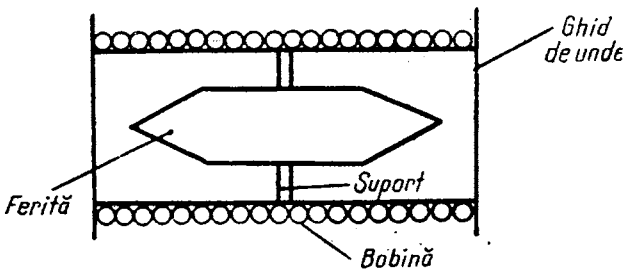


Fig. 15.43. Defazor reciproc cu ferită

creînd un cîmp magnetic axial controlabil (fig. 15.43). Capetele tijei de ferită sînt ascuțite, pentru micșorarea reflexiilor inerente. Constanta de fază a ghidului cu ferită depinde de cîmpul magnetic în care aceasta se află. Defazajul creat este reciproc doar dacă ferita este situată riguros pe centrul secțiunii; în caz contrar este diferit pentru cele două sensuri posibile de propagare a undei. Acest tip de defazor prezintă avantajul controlului electric și al absenței elementelor mobile. În schimb, apare dezavantajul dependenței de temperatură a parametrilor feritei. Defazajul diferențial depinde de frecvență, ceea ce face necesare multiple etalonări.

În măsura în care defazajul diferențial se poate calcula direct, din măsurări de lungime, defazoarele cu reflexie și cele cu linii extensibile pot fi apreciate ca fiind standarde primare de defazaj diferențial. Precizia lor este, tipic, de 0,1 — 1°. Defazoarele cu dielectric sau cu ferită nu permit, de regulă, calcularea suficient de precisă a caracteristicilor lor și se etalonează cu ajutorul unor standarde primare; în acest sens ele sînt deci standarde secundare de defazaj, diferențial. Precizia lor este mai redusă și atinge, tipic valoarea de 1 — 3°.

15.3.4. MĂSURAREA DEFAZAJULUI DIFERENȚIAL AL UNUI CUADRIPOL PENTRU MICROUNDE

Metode folosind un singur canal

Cel mai simplu procedeu de determinare a defazajului diferențial al unui cuadripol de microunde folosește montajul din figura 15.44. Dacă dispozitivul testat are pierderi mici, faptul că la ieșirea lui se găsește un scurt circuit

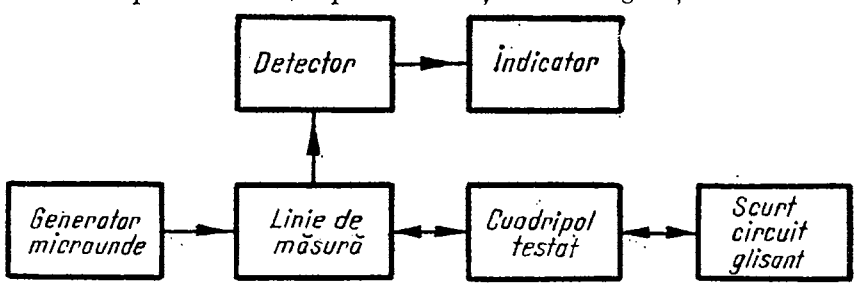


Fig. 15.44. Schema bloc a montajului de măsurare a defazajului diferențial, cu un singur canal

are ca urmare apariţia la intrare a unei unde staţionare. Înaintea măsurării, sonda liniei de măsură se stabileşte într-un nul al distribuţiei de cîmp electric. După ajustarea cuadripolului testat, poziţia nulului se modifică în mod corespunzător defazajului diferenţial. Restabilirea indicaţiei nule a indicatorului liniei se poate face pe două căi: fie deplasînd sonda liniei —scurtcircuitul de la ieşire rămînînd fix — fie deplasînd scurtcircuitul, pentru a aduce nulul pe vechea poziţie, sonda rămînînd nemişcată. În ambele cazuri, deplasarea sondei — sau a scurtcircuitului — se face cu o lungime electrică (adică raportată la lungimea de undă) care, exprimată în grade, este egală cu variaţia defazajului cuadripolului considerat.

Ipoteza implicită care se face în acest tip de măsurare este acea că unda reflectată de la intrare provine exclusiv de la scurtcircuitul aflat la ieşirea cuadripolului sau, cu alte cuvinte, că reflexiile proprii ale cuadripolului sînt nule. Abaterile care apar practic întotdeauna în practică de la această ipoteză conduc la erori însemnate: chiar un factor de undă staţionară propriu la intrare de 1,15, care este relativ redus, limitează precizia la $\pm$ 8 grade.

Metode folosind două canale

Evitarea erorilor de neadaptare este posibilă cu preţul unei oarecare complicări a dispozitivului de măsurare, prin utilizarea unor scheme cu două canale, adică două căi independente de propagare alimentate de la un acelaşi generator de microunde.

În figura 15.45 este prezentat un astfel de sistem. Semnalul generatorului se distribuie pe cele două căi, dintre care una conţine cuadripolul testat iar cealaltă un standard de defazaj şi un atenuator variabil. Semnalele celor două căi se combină apoi cu ajutorul unui cuplor direcţional, a unei joncţiuni, unei punţi sau altu. dispozitiv similar. Dacă iniţial amplitudinile semnalelor care interferează, provenite din cele două canale sînt egale iar fazele diferă

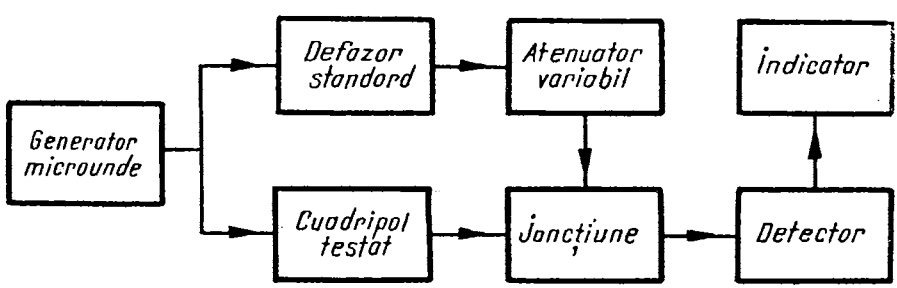


Fig. 15.45. Schema bloc a montajului de măsurare a defazajului diferenţial, cu două canale

cu 180°, indicatorul detectorului pune în evidenţă un semnal nul. Ajustarea cuadripolului testat face ca diferenţa pe fază să se modifice, deci indicatorul să prezinte un semnal diferit de zero. Pentru a se ajunge din nou la situaţia iniţială, diferenţa de fază de 180° se obţine prin ajustarea corespunzătoare a standardului de defazaj, variaţia respectivă de fază, egală cu cea a dispozitivului testat putînd fi citită din curba de etalonare a acestuia. Dacă cele două

ajustări au ca urmare și perturbarea egalității amplitudinilor undelor care interferează, în loc de nul se va obține un minim, cu atît mai puțin pronunțat cu cît raportul amplitudinilor diferă mai mult de unitate. Aceasta introduce o incertitudine în stabilirea minimului. De aceea, printr-o ajustare suplimentară

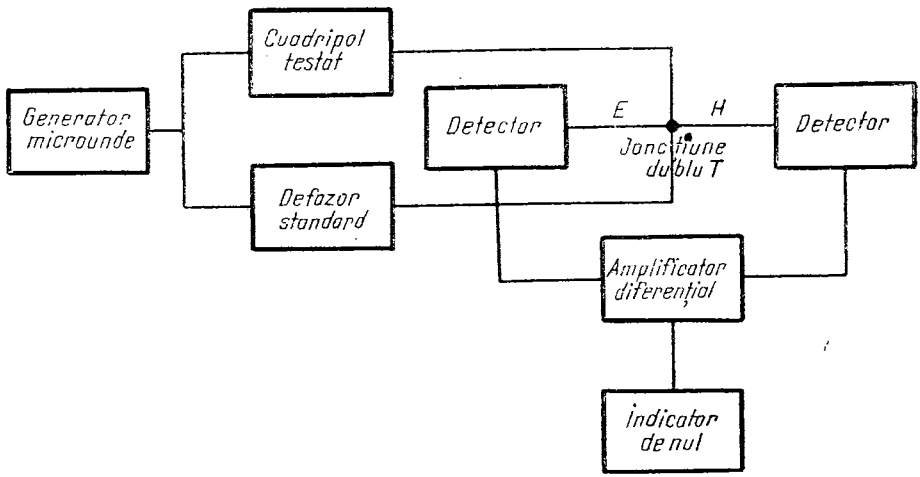


Fig. 15.46. Schema bloc a montajului de măsurare a defazajului diferențial, cu joncțiune în dublu T.

a atenuatorului variabil, se realizează din nou egalitatea amplitudinilor. Se introduce însă pe această cale o nouă sursă de erori, dată de defazajul diferențial nedorit al atenuatorului variabil între cele două poziții.

Sistemul din figura 15.46 înlătură necesitatea atenuatorului variabil, prin aceea că combinarea undelor care interferează se face prin intermediul unei joncțiuni în dublu T (T magic), cu detectoare identice în brațele coliniare, ale căror semnale de ieșire se scad cu ajutorul unui amplificator diferențial. Una dintre unde se distribuie între brațele coliniare cu amplitudini egale și în fază. Cea de a doua se distribuie între brațele coliniare cu amplitudini egale și în antifază. Semnalele rezultă prin interferență în brațele coliniare au deci amplitudini egale doar atunci cînd undele incidente sînt în cuadratură, însă independent de raportul acestora. Egalitatea semnalelor detectate este pusă în evidență de către amplificatorul diferențial înainte de ajustarea cuadripolului testat și regăsită după aceasta prin variația defazajului standardului utilizat, fără a fi afectată de variația raportului amplitudinilor.

Semnalul testat și semnalul de referință pot fi, în altă variantă, introduse prin cele două accese ale unei linii de măsură. Interferența celor două unde care se propagă în sensuri opuse dă naștere, dacă amplitudinile lor sînt identice, unei structuri de undă staționară. Variația defazajului provocat de cuadripolul testat deplasează poziția nulului de cîmp electric pus în evidență cu sonda liniei de măsură. Trebuie avut în vedere faptul că inversarea fazei uneia dintre unde duce la deplasarea structurii de undă staționară cu $\frac{\lambda}{4}$, deci

constanta de proporționalitate între variația fazei și deplasarea minimumului este dublul constantei de fază a liniei de măsură.

Un sistem care permite măsurarea defazajului diferențial al unui cuadripol-independent de raportul amplitudinilor semnalelor din cele două canale — este prezentat în figura 15.47, *a*. Semnalul din canalul test este modulat

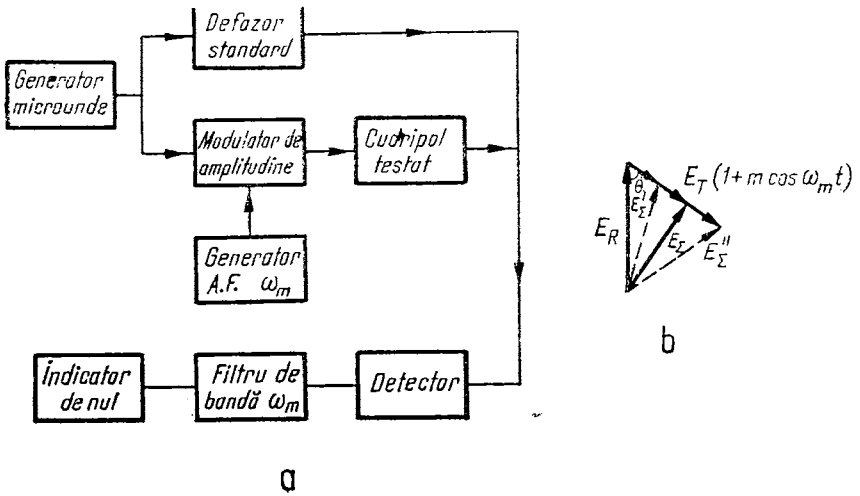


Fig. 15.47. Măsurarea defazajului diferențial, independent de raportul amplitudinilor semnalelor.:
a — schema bloc a montajului; *b* — diagrama semnalelor.

în amplitudine, apoi combinat cu semnalul din canalul de referință, a cărui fază este reglabilă. În urma interferenței apare un semnal care, detectat, se aplică unui filtru acordat pe frecvența de modulație. La o anumită relație de fază între purtătoarea semnalului modulat și semnalul de referință, anvelopa detectată a semnalului compus nu cuprinde în spectrul ei frecvența de modulație deci la ieșirea filtrului se obține un nul. Aceasta se poate urmări în figura 15.47, *b* în care sînt reprezentate, într-o diagramă vectorială, semnalul de referință E_R și semnalul test E_T, acesta din urmă atît în condițiile absenței modulației (vîrful în punctul 0) cît și la maximul și minimul anvelopei modulate (punctele A și B). Dacă unghiul ϑ dintre E_R și E_T are valoarea din figură $\left(\text{dată de cos } \vartheta = \frac{E_T}{E_R}\right)$ semnalul rezultant E_Σ are aceeași amplitudine la maximumul și minimumul lui E_T ($E'_\Sigma = E''_\Sigma$), deci parcurge două perioade în cursul unei perioade a semnalului test. Semnalul detectat este deci de frecvența dublă față de frecvența de modulație și ieșirea filtrului acordat pe această din urmă frecvență este nulă. Se poate verifica ușor că pentru alte unghiuri ϑ semnalul detectat are și o componentă de frecvență egală cu frecvența de modulație. Dacă ajustarea defazajului cuadripolului testat este însoțită de reacția atenuării de inserție a acestuia, relația de fază necesară pentru obținerea nulului se modifică, ceea ce ar constitui un impediment în măsu-

rare, întrucît modificarea defazajului introdusă de standardul din canalul de referință nu ar mai fi în mod necesar egală cu cea a cuadripolului testat. Se practică două căi de evitare a acestui impediment;

● fie se face modularea cu ajutorul unui modulator echlibrat, a cărui ieșire conține doar benzile laterale, purtătoarea fiind suprimată;

● fie se recurge la un semnal de referință mult mai mare decît semnalul test (cu cel puțin 40 dB).

În primul caz, indiferent de amplitudinea semnalului de referință, nulul la ieșirea filtrului se obține pentru o diferență de fază de ±90° față de semnalul test. În adevăr, în aceste condiții, anvelopa semnalului compus conține doar armonicile pare ale frecvenței de modulație. În cel de al doilea caz, raportul variabil de amplitudini între cele două semnale influențează în măsură neglijabilă unghiul de fază cerut de condiția de nul.

Metode cu schimbare de frecvență

Aceste metode transferă defazajul dintre două semnale de microunde în defazajul unor semnale de frecvență intermediară pentru care există fazmetre disponibile.

O primă variantă (fig. 15.48) obține cele două semnale de frecvență intermediară din semnalele a două surse de microunde (cu frecvențe diferind prin valoarea frecvenței intermediare) care sînt introduse în două dispozitive de amestec. Unul dintre semnalele de microunde ajunge la unul dintre dispozitivele de amestec parcurgînd în prealabil cuadripolul supus testării. Acest semnal — și prin urmare și semnalul de frecvență intermediară pe care în determină prin amestec — poartă informația necesară asupra defazajului

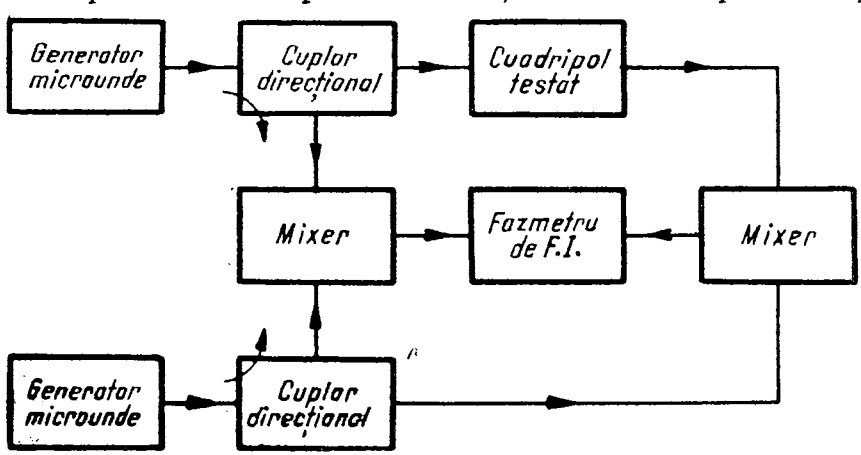


Fig. 15.48. Schema bloc a montajului de măsurare a defazajului diferențial, cu schimbare de frecvență

diferențial al cuadripolului, Celălalt semnal de frecvență intermediară este constant, deci faza sa poate fi luată ca origine. Defazajul diferențial al cuadripolului testat rezultă, pentru diferite ajustări ale acestuia, din citirile corespunzătoare ale fazmetrului.

Ca referinţă de fază poate fi luată şi faza semnalului de modulare însuşi. Un astfel de sistem este prezentat în figura 15.49. Semnalul test, supus defazajului diferenţial al cuadripolului este mixat în acest caz cu semnalul provenit de la aceeaşi sursă de microunde, după realizarea modulaţiei cu o singură

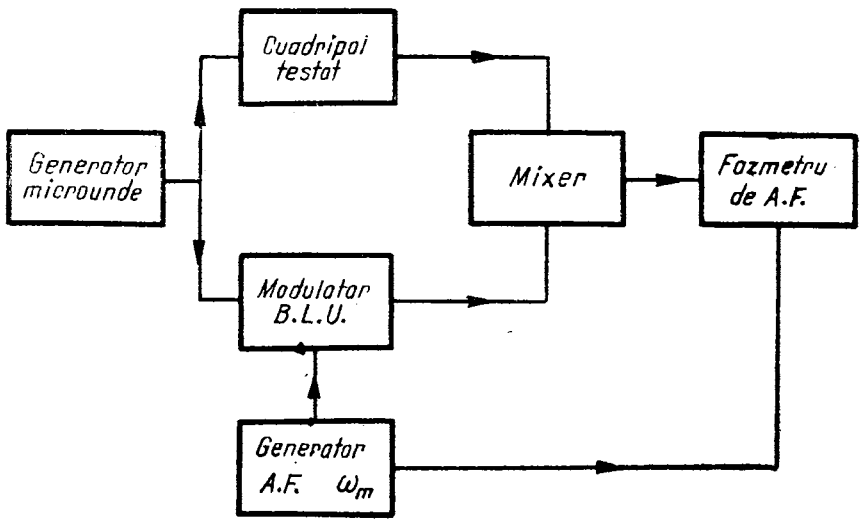


Fig. 15.49. Schema bloc a montajului de măsurare a defazajului diferenţial, utilizînd ca referinţă semnalul de modulaţie.

bandă laterală (ceea ce revine la translatarea spectrului cu frecvenţa de modulaţie). Astfel, la ieşirea etajului de amestec, se obţine un semnal cu frecvenţa egală cu cea de modulaţie şi asupra fazei căruia se transferă variaţiile fazei semnalului de microunde care parcurge cuadripolul testat. Ca şi în montajul anterior, un fazmetru cu citire directă permite determinarea defazajului diferenţial pentru diversele poziţii de ajustare ale cuadripolului de microunde considerat.

15.3.5. MĂSURAREA CONSTANTEI DE ATENUARE A UNEI LINII UNIFORME

Noţiunea de linie uniformă este întîlnită în paragrafele care urmează în sensul de structură de dirijare a propagării undelor (bifilară, coaxială, ghid de unde etc.) avînd secţiuni transversale identice pe toată lungimea ei. Se presupune că propagarea are loc într-un singur mod, aşa încît constanta de propagare este determinată fără ambiguităţi.

Dacă linia are pierderi (uniform repartizate) amplitudinea unei unde progresive care se propagă de-a lungul ei descreşte exponenţial cu distanţa; coeficientul de proporţionalitate între exponent şi distanţă este constanta

de atenuare. Puterea P_2 a undei care trece printr-o secțiune se leagă de puterea P_1 care străbate o secțiune anterioară prin relația

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha l} \tag{15.57}$$

în care α este notația adoptată pentru constanta de atenuare.

Măsurarea atenuării unui cuadripol constituit de o linie de transmisiune de lungime dată poate conduce la determinarea constantei de atenuare a liniei date (atenuarea pe unitate de lungime) cu condiția ca atît la intrare cît și la ieșire să existe adaptare, așa încît să nu intervină o componentă a atenuării de inserție datorată reflexiilor. În acest scop se poate folosi oricare dintre procedeele de măsurare a atenuării. O precizie rezonabilă se poate realiza dacă valorile atenuării totale a segmentului măsurat de linie sînt destul de mari și dacă conectoarele sînt de bună calitate.

Pentru măsurarea constantei de atenuare a unei linii uniforme există însă și metode specifice, dintre care principalele vor fi prezentate în cele ce urmează.

Măsurarea constantei de atenuare prin factorul de undă staționară la intrarea liniei

Dacă linia măsurată este terminată pe o impedanță pur reactivă (eventual un scurtcircuit), coeficientul de reflexie, care în punctul de conectare al acestei sarcini are un modul egal cu unitatea, scade ca modul odată cu creșterea distanței pînă la sarcină după legea

$$|\rho(l)| = e^{-2\alpha l} \tag{15.58}$$

Măsurînd factorul de undă staționară la intrarea liniei cu ajutorul unei linii de măsură de aceeași secțiune (așa încît să nu apară nici o discontinuitate la interfața dintre ele) constanta de atenuare (în Neperi) rezultă din relația

$$\alpha = \frac{1}{2l} \ln \frac{\sigma + 1}{\sigma - 1} \tag{15.59}$$

care, pentru valori $\sigma < 3$, poate fi aproximată cu o precizie mai bună decît 5% prin relația aproximativă mai simplă

$$\alpha = \frac{1}{\sigma l} \tag{15.60}$$

Condiția identității dintre linia de măsură și cea a cărei constantă de atenuare se măsoară poate fi evitată, dacă discontinuitatea care apare între cele două linii nu are pierderi proprii. În acest scop este necesară o lungime suficient de mare a liniei măsurate încît aceasta să poată fi considerată „infinită", în sensul că impedanța ei de intrare nu depinde de valoarea sarcinii. Conectînd-o la linia de măsură, se măsoară pe aceasta coeficientul de reflexie și se determină poziția unui minim de cîmp electric. Aceleiași mărimi se determină apoi pentru o lungime mult mai mică a liniei măsurate, terminată pe o sarcină pur reactivă (sau pe un scurtcircuit. Notînd modulele celor doi coeficienți

de reflexie obținuți prin ρ_1 și respectiv ρ_2, iar distanța dintre minimele celor două distribuții de cîmp prin d se demonstrează relația

$$\alpha = \frac{1}{4l} \ln \frac{1 + \rho_1^2\rho_2^2 - 2\rho_1\rho_2 \cos \beta d}{\rho_1^2 + \rho_2^2 - 2\rho_1\rho_2 \cos \beta d} \tag{15.61}$$

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ fiind constanta de fază pe linia de măsură.

Atunci cînd linia măsurată are o atenuare totală mică, factorul de undă staționară măsurat la intrarea acestei linii cu terminație reactivă are o valoare mare. Așa cum se arată în capitolul de măsurare a impedanțelor, unul din procedeele de determinare a factorilor mari de undă staționară se bazează pe măsurarea distanței dintre punctele în care curentul detectorului sondei este dublu față de valoarea din minim (legea detecției presupunîndu-se a fi pătratică). Cunoscîndu-se această distanță, Δ, calculul atenuării se poate face și direct, fără calcularea prealabilă a factorului de undă staționară. Rezultatul calculului este simplu:

$$\alpha = \frac{\beta\Delta}{2l} \tag{15.62}$$

relația aproximativă, valabilă cu o precizie mai bună decît 5% atunci cînd $\beta\Delta < 0{,}8$.

Pentru valori mici ale constantei de atenuare, o eroare este introdusă de pierderile liniei de măsură și de imperfecțiunea scurtcircuitului. Pierderile conectorului dintre linia de măsură și linia măsurată trebuie să fie extrem de reduse. Metoda dublului indicației minime presupune că linia de măsură și cea măsurată cu aceeași impedanță caracteristică. Puterea semnalului de microunde trebuie să fie suficient de mare încît în punctul de minim semnalul să depășească în măsură însemnată nivelul zgomotului. Fluctuațiile frecvenței sau ale puterii afectează puternic precizia realizabilă.

O metodă care permite obținerea unei precizii remarcabile chiar la atenuări totale mici ale liniei măsurate (caz în care cîmpul minim poate coborî pînă la nivelul zgomotelor) face uz de o sarcină a acestei linii cu un coeficient de reflexie fix ca amplitudine și variabil ca fază (realizată, de regulă sub forma unei terminații glisante). Dacă coeficientul de reflexie al acestei sarcini este substanțial subunitar, unda staționară realizată pe linia de măsură conectată la intrarea liniei cu pierderi are minime mai puțin pronunțate, care deci nu se pierd în nivelul zgomotelor și pot fi determinate cu precizie.

Principiul metodei este următorul: linia măsurată avînd o sarcină cu coeficientul de reflexie

$$\rho = \rho_0 e^{j\varphi} \tag{15.63}$$

(ρ_0 constant și φ variabil) prezintă la intrare un coeficient de reflexie

$$\rho_i = \rho e^{-2\alpha l} e^{-j \cdot 2\beta l} = \rho_0 e^{-2\alpha l} e^{j(\varphi - 2\beta l)} \tag{15.64}$$

Aceeași valoare a coeficientului de reflexie s-ar obține și la intrarea unei linii fără pierderi, avînd o sarcină fixă cu coeficientul de reflexie de modul

$\rho_0 e^{-2\alpha l}$, de lungime variabilă (ceea ce permite parcurgerea tuturor fazelor posibile ale coeficientului de reflexie). Montajul real, din figura 15.50, *a* este deci echivalent cu cel din figura 15.50, *b*. În aceasta din urmă între linia de măsură și cea de lungime variabilă există o discontinuitate, caracterizată

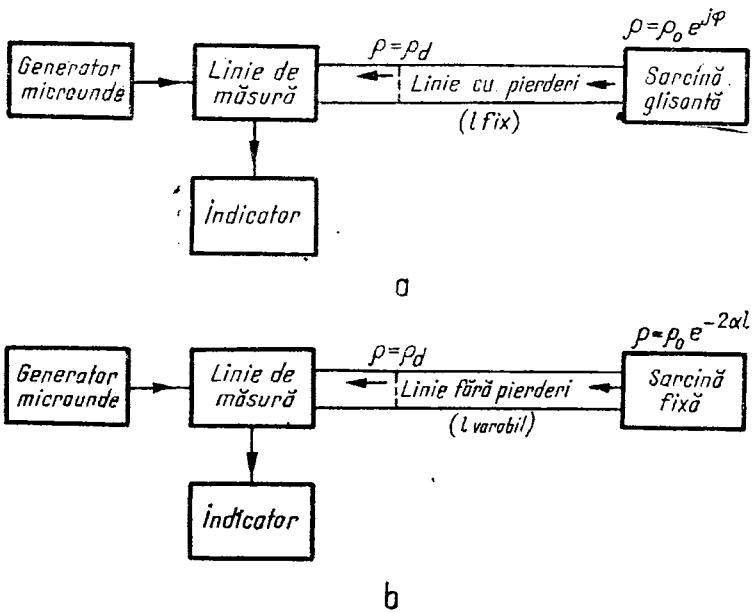


Fig. 15.50. Măsurarea constantei de atenuare a unei linii uniforme:
a — schema bloc a circuitului real; *b* — schema echivalentă

prin coeficientul de reflexie care ar fi măsurat dacă ar reprezenta singura sursă de reflexii din circuit.

Se știe, pe de altă parte, că efectul global a două discontinuități prezente într-o linie uniformă depinde de distanța dintre ele. Dacă fiecare, separat, ar provoca pe linie un factor de undă staționară σ' și, respectiv, σ'', la variația distanței care le separă, pe linia care le precede factorul de undă staționară ia valori între

$$\sigma_{max} = \sigma' \sigma'' \tag{16.65, a}$$

și

$$\sigma_{min} = \frac{max\,(\sigma', \sigma'')}{min\,(\sigma', \sigma'')} \tag{15.65, b}$$

unde prin $max\ (x, y)$ și $min\ (x, y)$ se notează cea mai mare și, respectiv, cea mai mică dintre valorile x și y.

Se recunoaște ușor că aceasta este tocmai situația din fig. 19, b, σ'' și σ, fiind în acest caz valorile factorului de undă staționară care ar corespunde coeficienților de reflexie ρd și $\rho_0 e^{-2\alpha l}$, prezenți fiecare separat. Dacă se variază

faza reflexiei în sarcina terminală (ceea ce ar corespunde variaţiei distanţei dintre discontinuităţi), la intrare se poate măsura un factor de undă staţionară care ia valori între σ_{max} şi σ_{min}. Pe diagrama circulară, punctele reprezentative ale sarcinii liniei de măsură se înscriu pe un cerc. Se poate arăta cu uşurinţă că

$$\sigma' = \sqrt{\frac{1 + \rho_{max}}{1 - \rho_{max}} \cdot \frac{1 \pm \rho_{min}}{1 \mp \rho_{min}}} \tag{15.66}$$

unde

$$\rho_{max} = \frac{\sigma_{max} - 1}{\sigma_{max} + 1} \tag{15.67, a}$$

$$\rho_{min} = \frac{\sigma_{min} - 1}{\sigma_{min} + 1} \tag{15.67, b}$$

iar semnele superioare sau inferioare se aleg după cum cercul reprezentativ înconjoară sau nu, respectiv, centrul diagramei circulare. În continuare, din valoarea σ se poate deduce valoarea $\rho_0 e^{-2\alpha l}$.

Pentru determinarea lui ρ_0 se face o determinare identică, sarcina glisantă fiind conectată direct la linia de măsură. Aplicînd pentru noile valori determinate relaţia (15.66), se obţine în locul valorii σ'_0 o valoare σ''' din care rezultă

$$\rho_0 = \frac{\sigma''' - 1}{\sigma''' + 1} \tag{15.68}$$

Avem deci, în cele din urmă

$$\alpha = \frac{1}{2l} \ln \left(\frac{\sigma''' 1-}{\sigma''' + 1} \cdot \frac{\sigma' + 1}{\sigma' - 1} \right) \tag{15.69}$$

Analiza expusă a presupus că între sarcina variabilă şi linia măsurată nu intervine o discontinuitate. Dacă sarcina este pur reactivă şi variabilă ca fază (ceea ce se poate admite la măsurarea liniilor cu o atenuare totală relativ mare), o astfel de discontinuitate fără pierderi este permisă, căci reprezintă doar o modificare a fazei coeficientului de reflexie, echivalentă cu o reajustare a impedanţei variabile de sarcină. Impedanţa caracteristică a liniei de măsură poate fi diferită de cea a liniei măsurate, însă la valori prea mari ale discontinuităţii (caracterizată prin ρ_d sau σ'') precizia este afectată negativ. Stabilitatea frecvenţei în tot timpul măsurării este de mare însemnătate. Pentru determinările factorilor de undă staţionară trebuie folosită o metodă cît mai precisă.

Măsurarea constantei de atenuare prin măsurări de factor de calitate

Pentru cazul unor atenuări totale mici pe linia măsurată, o metodă sensibilă şi exactă constă din măsurarea factorului de calitate al unei cavităţi rezonante constituită din linia respectivă, scurtcircuitată la capete. Neglijînd amortizarea cavităţii de către generator şi detector, factorul de calitate este

$$Q_0 = \frac{\pi \lambda_g}{\alpha \lambda_0^2} \tag{15.70}$$

unde λ_g și λ_0 sînt lungimile de undă pe linie și, respectiv, în spațiul infinit. Relația este valabilă atunci cînd pierderile la cele două scurtcircuite sînt neglijabile în raport cu pierderile pe linia propriu-zisă.

La rezonanță, lungimea cavității este

$$l = \frac{n\lambda_g}{2} \tag{15.71}$$

Din (15.70) și (15.71) rezultă

$$\alpha l = \frac{2\pi}{nQ_0}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right)^2. \tag{15.72}$$

Dacă pierderile datorite cuplajului cavității cu circuitele exterioare și imperfecțiunii scurtcircuitelor nu sînt neglijabile, valoarea factorului de calitate măsurat, Q, este diferită de Q_0. Se poate ține seama de aceste pierderi adăugînd la atenuarea liniei o valoare constantă, δ. Vom avea

$$\alpha l + \delta = \frac{2\pi}{nQ'}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right)^2. \tag{15.73}$$

Pentru a elimina constanta δ se face o nouă măsurare, la o lungime diferită a liniei dar la frecvență constantă $\left(l_1 = n_1\frac{\lambda_g}{2};\quad l_2 = n_2\frac{\lambda_g}{2}\right)$.

Rezultă

$$\alpha = \frac{2\pi}{l_1 - l_2}\left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right)^2\left(\frac{1}{n_1Q'} - \frac{1}{n_2Q''}\right). \tag{15.74}$$

O precizie bună se realizează atunci cînd n_1 și n_2 sînt numere întregi mari și destul de diferite între ele. Cunoașterea valorilor n_1 și n_2 este necesară și revine la cunoașterea lungimii de undă pe linia considerată, de lungime cunoscută. Nu trebuie uitat faptul că lungimea de undă în spațiul infinit are o valoare care depinde de dielectricul care eventual umple ghidul sau cablul coaxial testat. Incertitudinea în ce privește valoarea constantei dielectrice este o sursă de erori.

Metoda nu apelează la o linie de măsură de secțiune identică cu linia măsurată, deci este aplicabilă la linii de secțiune mai puțin curentă sau la moduri superioare de propagare. Măsurarea factorului de calitate se face printr-unul dintre procedeele descrise la capitolul respectiv.

15.3.6. MĂSURAREA CONSTANTEI DE FAZĂ A UNEI LINII UNIFORME

Din expresia (16.52) rezultă că măsurarea constantei de fază este echivalentă cu măsurarea lungimii de undă și că metodele expuse anterior pentru acest tip de măsurare conduc implicit și la determinarea constantei de fază pe linie. În particular, metodele care fac uz de linia de măsură — fie prin determinarea distanței dintre pozițiile consecutive ale sondei pentru care se obține un minimum al curentului detectat, fie, cu sonda fixă, prin determi-

narea distanței dintre pozițiile consecutive ale unui piston de scurtcircuitare pentru care cîmpul în punctul în care se află sonda este minim — beneficiază de avantajul unei mari simplități.

Metoda pistonului mobil are meritul de a da, între pozițiile considerate ale acestui piston, valoarea exactă a unei jumătăți de lungime de undă pe linie — în timp ce deplasarea sondei liniei de măsură determină lungimea de undă pe aceasta din urmă, afectată — chiar atunci cînd secțiunile transversale sînt identice — de prezența fantei. Pentru cablurile cu dielectric între conductoare, la care glisarea unui piston terminal este imposibilă, se aplică o variantă a acestei metode care constă în identificarea unui minim al cîmpului la intrarea cablului terminat în gol și apoi tăierea succesivă a unor porțiuni mici, de lungime cunoscută, de la capătul liber al cablului pînă la restabilirea minimumului de cîmp în același loc. În această situație, lungimea totală de cablu care a fost înlăturată este de $\lambda_g/2$.

Se vor descrie în cele ce urmează cîteva procedee specifice de măsurare a constantei de fază, fără determinarea ca etapă intermediară a lungimii de undă.

Măsurarea constantei de fază prin varierea frecvenței

Acest procedeu apelează la o linie de măsură care nu trebuie să fie în mod necesar identică cu linia măsurată. Se folosește montajul prezentat în figura 16.51. Între segmentul de linie măsurată și linia de măsură există un conector cu reflexii proprii lent variabile cu frecvența. Linia măsurată are pierderi, așa încît deși este terminată printr-un scurtcircuit la intrarea ei factorul de undă staționară este finit. Dacă pierderile totale ale liniei sînt foarte mici, se introduc artificial pierderi suplimentare prin înlocuirea scurtcircuitului de la capăt printr-o terminație avînd pierderi proprii.

După cum s-a mai amintit, dacă pe o linie există două discontinuități și fiecare dintre ele separat ar provoca apariția unui factor de undă staționară

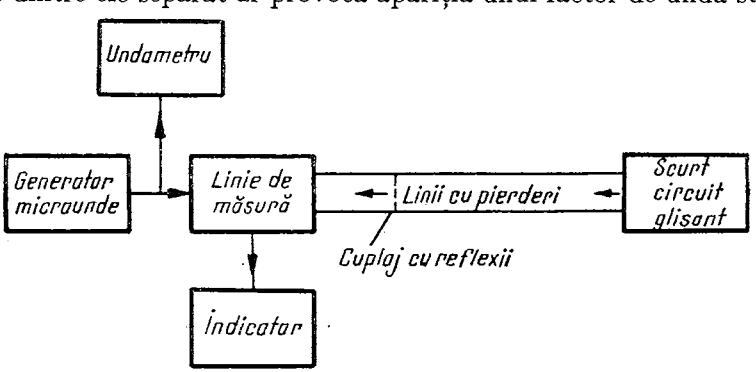


Fig. 15.51. Schema bloc a montajului de măsurare a constantei de fază a unei linii uniforme, prin varierea frecvenței

σ' și, respectiv, σ'', efectul lor global este apariția pe linia care le precede a unui factor de undă staționară a cărui valoare, dependentă de distanța dintre discontinuități, este situată între o valoare maximă $\sigma'\sigma''$ și una minimă egală cu raportul supraunitar dintre σ' și σ''. Trebuie observat că variația facto-

rului de undă staționară la intrare este provocată de variația distanței electrice (măsurată în lungimi de undă) dintre discontinuități, variație provocată fie prin schimbarea distanței geometrice, fie prin schimbarea frecvenței. Această din urmă situație este cea care se întîlnește în cazul metodei expuse. Se ridică deci dependența de frecvență a factorului de undă staționară, care prezintă maxime și minime succesive. Dacă interesează constanta de fază la o anumită frecvență, variația frecvenței trebuie să se facă într-un interval îngust în jurul acesteia — care însă să fie suficient pentru parcurgerea cîtorva maxime și minime ale factorului de undă staționară. Aceste condiții devin compatibile doar dacă segmentul măsurat este lung — mult mai lung decît lungimea de undă.

Se determină frecvența f_1 pentru care are loc un minim al factorului de staționară și apoi, după parcurgerea altor cîteva minime, se determină frecvența f_2 la care se obține cel de al n-lea minim după cel considerat la început. Între cele două frecvențe faza s-a modificat cu $n\pi$.

$$\beta_1 l - \beta_2 l = \Delta\beta \cdot l = n\pi$$

$$f_1 - f_2 = \Delta f$$

În cazul unei linii pe care se propagă o undă într-un mod *TEM*,

$$\beta = \frac{2\pi}{v_f} f$$

$$\Delta\beta = \frac{2\pi}{v_f} \Delta f = \frac{\beta}{f} \Delta f$$

și, în cele din urmă,

$$\beta = f \frac{\Delta\beta}{\Delta f} = f \frac{n\pi}{l\Delta f} \tag{15.75}$$

unde f este frecvența în vecinătatea căreia s-au făcut determinările.

În caz că pe linie (de pildă, un ghid de unde dreptunghiular) se propagă un mod *TE* sau *TM*

$$\beta = 2\pi \sqrt{\frac{f^2}{v_f^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}} \tag{15.76}$$

unde λ_c este lungimea de undă critică. În acest caz, pe lîngă frecvența f_1 corespunzătoare unui minim al factorului de undă staționară, se determină și frecvențele f_2 și f_3 pentru care au loc cel de al m-lea și, respectiv, al n-lea minim după primul considerat. Vom putea scrie

$$\beta_1^2 = K_1 f_1^2 - K_2 \tag{15.77}$$

unde K_1 și K_2 sînt constante în raport cu frecvența.

Similar

$$\beta_2^2 = K_1 f_2^2 - K_2 = \left(\beta_1 + \frac{m\pi}{l}\right)^2 \tag{15.78}$$

$$\beta_3^2 = K_1 f_3^2 - K_2 = \left(\beta_1 + \frac{n\pi}{l}\right)^2. \tag{15.79}$$

Scăzînd ecuaţia (15.77) din ecuaţiile (15.78) şi (15.79) vom avea

$$K_1(f_2^2 - f_1^2) = 2\beta_1 \frac{m\pi}{l} + \frac{m^2\pi^2}{l^2}$$

$$K_1(f_3^2 - f_1^2) = 2\beta_1 \frac{n\pi}{l} + \frac{n^2\pi^2}{l^2}$$

şi, făcînd raportul

$$\frac{f_2^2 - f_1^2}{f_3^2 - f_1^2} = \frac{2\beta_1 m + m^2 \dfrac{\pi}{l}}{2\beta_1 n + n^2 \dfrac{\pi}{l}} \tag{15.80}$$

şi, în sfîrşit,

$$\beta_1 = \frac{\pi}{2l} \frac{m^2(f_3^2 - f_1^2) - n^2(f_2^2 - f_1^2)}{n(f_2^2 - f_1^2) - m(f_3^2 - f_1^2)} \tag{15.81}$$

relaţie în care toate mărimile sînt cunoscute în urma măsurărilor efectuate.

Cunoscînd constanta de fază la frecvenţe pentru care factorul de undă staţionară este minim la intrare se poate calcula β pentru o frecvenţă diferită de aceasta. În cazul modului *TEM*, proporţionalitatea între constanta de fază şi frecvenţă face ca acest calcul să fie banal. În cazul unui mod *TM* sau *TE*, ecuaţiile (15.78) şi (15.79) pot fi acum privite ca un sistem liniar cu necunoscutele K_1 şi K_2, după determinarea cărora β rezultă la frecvenţa de interes din relaţia (15.77).

Metoda se aplică avantajos dacă factorul de undă staţionară variază într-un domeniu larg, ceea ce se obţine atunci cînd σ_1 şi σ_2 sînt relativ mari şi apropiate ca valoare. Se impune o bună stabilitate a frecvenţei sursei şi o măsurare exactă a acestei frecvenţe.

Metoda cavităţii rezonante

O cavitate rezonantă care provine dintr-o linie uniformă scurtcircuitată la ambele capete prezintă rezonanţe la acele frecvenţe pentru care lungimea ei este egală cu jumătate dintr-un număr întreg de lungimi de undă. Determinarea frecvenţei de rezonanţă pentru care de-a lungul cavităţii se aşterne un număr dat de jumătăţi de lungime de undă reprezintă, de fapt, determinarea frecvenţei pentru care constanta de fază a liniei are o valoare cunoscută. Cu toate că problema care se pune este inversă şi anume determinarea constantei de fază la o frecvenţă dată, rezultatul ei poate fi obţinut prin calcul din rezultatul determinării exprimentale descrise.

În acest scop, lungimea de undă pe linie trebuie cunoscută aproximativ iar lungimea liniei trebuie să fie suficient de mică încît să nu existe ambiguităţi asupra întregului care reprezintă raportul ei faţă de $\lambda_g/2$. Cavitatea trebuie să fie cuplată slab cu circuitele exterioare (generatorul şi sistemul de detecţie) atît pentru ca rezonanţa să fie pronunţată cît şi pentru evitarea deplasării frecvenţei de rezonanţă pe seama reactanţelor reflectate de aceste circuite. Se pot folosi pentru punerea în evidenţă a rezonanţei oricare dintre procedeele

de testare a cavităților (descrise în capitolul respectiv): fie prin reflexie, determinîndu-se frecvența de reflexii minime, fie prin transmisie, determinîndu-se frecvența la care această mărime este maximă.

Pentru calcularea constantei de fază la o frecvență dată, în cazul modului *TEM* se recurge la proporționalitatea constantei de fază cu frecvența care permite transpunerea imediată la frecvența cerută a rezultatelor măsurării de rezonanță. În cazul unui mod *TE* sau *TM*, relația

$$\beta = \sqrt{\varepsilon_r \left(\frac{2\pi}{c}\right)^2 f^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad . \tag{15.82}$$

împreună cu rezultatul determinării experimentale este suficient pentru calculul valorii β dacă fie ε_r fie λ_c (dar nu amîndouă) sînt necunoscute.

În comparație cu metoda descrisă anterior, măsurarea constantei de fază prin metoda cavității este mai puțin exactă din cauza necesității de a se folosi o linie de lungime mică, care accentuează erorile cauzate de cuplajul finit.

15.3.7. METODE DINAMICE PENTRU MĂSURAREA ATENUĂRII ȘI DEFAZAJULUI

Metodele de măsurare, care permit obținerea directă a dependenței de frecvență a parametrilor măsurați într-o gamă de frecvențe cîștigă în însemnătate nu numai pentrucă eliminînd procedurile laborioase punct cu punct sporesc eficiența operațiilor de măsurare ci mai ales pentrucă permit reglarea unor dispozitive cu controlul efectelor reglării în întreaga gamă de frecvențe și înlătură pericolul omiterii unor fenomene rezonante care se produc în domenii înguste de frecvență.

Aceste metode presupun existența unor generatoare de microunde care pot fi baleiate în frecvență, al căror nivel de putere este în mare măsură independent de frecvență, bine adaptate în întreaga gamă la linia utilizată. Cele mai bune rezultate se obțin în prezent prin utilizarea carcinotroanelor (care pot fi baleiate pe circa o octavă și permit obținerea unei bune stabilități) cu bucle de reacție pentru menținerea constanței nivelului de ieșire. Prezentarea rezultatelor se face de regulă pe ecranul unui osciloscop.

Pentru măsurarea atenuării într-o gamă de frecvențe este recomandat montajul din figura 15.52. Pentru calibrare se scoate la început din circuit cuadripolul studiat și se obține o curbă corespunzînd unei atenuării nule reglînd atenuatorul variabil al generatorului de semnal pe o poziție dată. Se centrează această curbă (practic o dreaptă orizontală) pe ecranul osciloscopului. Inserînd apoi cuadripolul studiat, pe ecran apare curba acestuia; valorile de atenuare în diverse puncte ale ei se obțin aducînd aceste puncte la centrul ecranului cu ajutorul controlului atenuatorului la ieșirea generatorului de semnal și citind diferența atenuărilor inițiale și finale.

În locul osciloscopului se poate folosi un înregistrator X—Y, cu ajutorul căruia se poate trasa în prealabil o rețea de coordonate atenuare-frecvență.

Pentru măsurări dinamice ale defazajului diferențial, cel mai bine se pretează — din motive evidente — metodele insensibile la variații de amplitudine ale semnalului test. Așa este metoda descrisă în figura 1.46. Relația $\cos\Phi = E/E_R$ este satisfăcută pentru $E_T \ll E_R$ în apropiere de valoarea

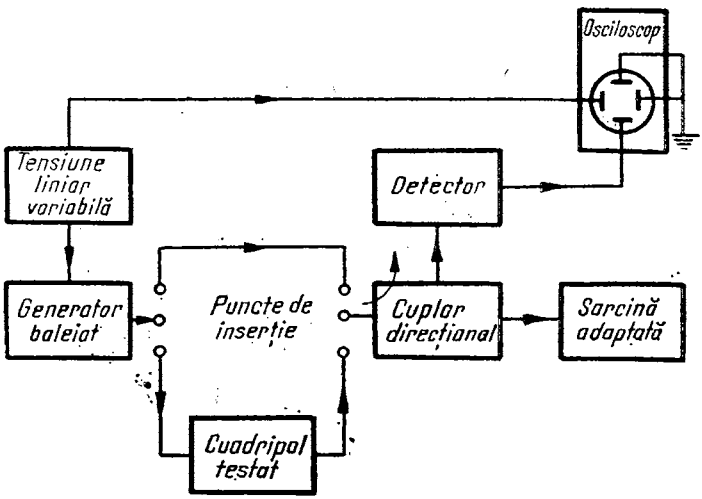


Fig. 15.52. Schema bloc a montajului de măsurare dinamică a atenuării

$\Phi = \pi/2$, chiar atunci cînd raportul amplitudinilor variază. Eliminarea totală a purtătoarei, realizabilă la o frecvență fixă cu ajutorul modulatorului echilibrat, este greu de obținut într-o gamă largă de frecvențe.

Adaptarea la măsurări dinamice a metodei este prezentată în figura 15.53, *a*. Semnalul de frecvență variabilă este divizat între cele două canale. Canalul test cuprinde un modulator la o frecvență audio și un atenuator care realizează condiția $E_T \ll E_R$, după care semnalul modulat transmis prin cuadripolul testat este împărțit cu ajutorul unei punți cu ghiduri cuplate prin fantă în componente egale și defazate la 90° între ele. Semnalul de referință este și el divizat cu ajutorul unei joncțiuni în dublu T în părți egale și în fază. Din diagrama vectorială din figura 15.53, *b* se constată că după însumarea componentelor și detecție, la ieșirea celor două detectoare se obțin semnale audio proporționale cu coeficientul de transmisie la cuadripolului testat și cu sin Φ, respectiv cos Φ. Aceste semnale, care cuprind atît informația privind defazajul diferențial cît și pe cea privind atenuarea cuadripolului de microunde se aplică unui indicator care le poate afișa fie în coordonate carteziene, fie în coordonate polare.

Partea de circuit din interiorul dreptunghiului punctat este discriminatorul de fază și constituie elementul principal al instalației.

Și metoda de măsurare a defazajului cu schimbare de frecvență (fig. 15.48) este adaptabilă la măsurări dinamice, dacă oscilatorului local i se controlează frecvența automat, sincron cu baleiajul frecvenței semnalului test, așa încît frecvența diferență să se păstreze constantă.

Măsurarea constantei de fază a unei linii uniforme prin varierea frecvenței (fig. 15.51) se pretează cu ușurință la utilizarea în regim de baleiaj de frecvență. Desigur, minimumul coeficientului de reflexie la intrare va trebui pus în evidență cu ajutorul unui reflectometru (cuplor direcțional) care ia locul

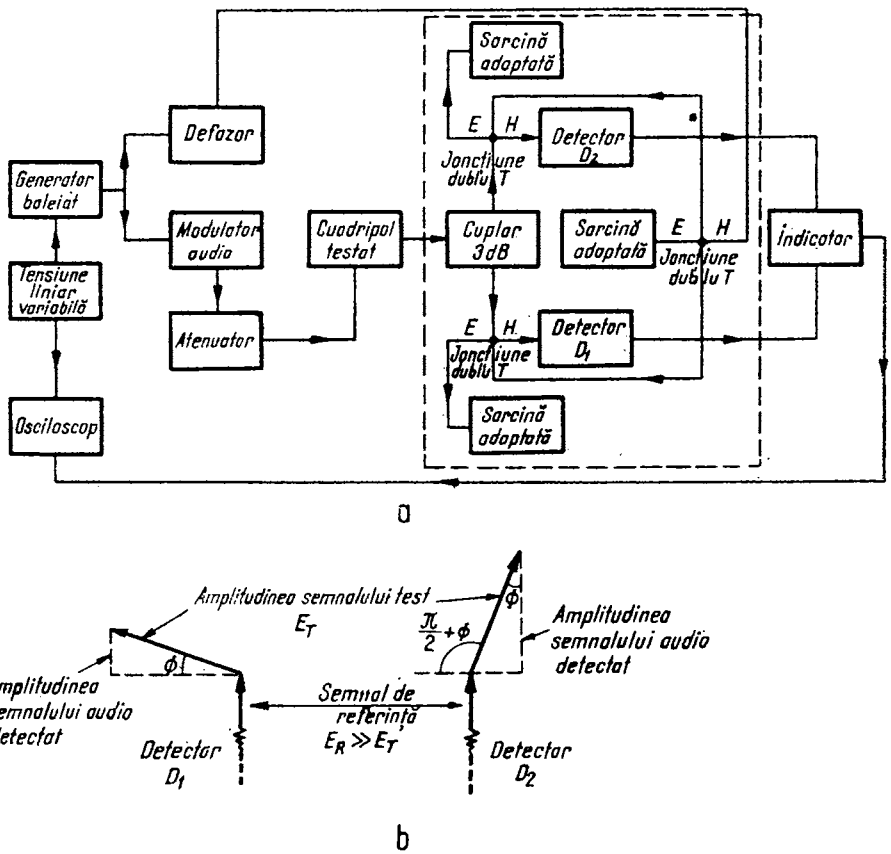


Fig. 15.53. Măsurarea dinamică a defazajului diferențial:
a — schema bloc a montajului; *b* — diagrama semnalelor

liniei de măsură. Semnalul său de ieșire, detectat, proporțional cu modulul coeficientului de reflexie, se va aplica plăcilor de deflexie verticală ale unui osciloscop a cărui bază de timp este sincronă cu baleiajul de frecvență. Poziția în frecvență a minimelor acestei curbe se identifică cu ajutorul unei cavități rezonante standard, precis etalonate, care cuplată slab în circuit provoacă la frecvența ei proprie o atenuare a semnalului sesizabilă ca un vîrf negativ ascuțit pe curba de pe ecranul osciloscopului. Odată cu acordarea cavității pe frecvențe diferite, poziția acestui marcaj se schimbă și poate fi făcută să coincidă cu poziția minimelor cărora, în această situație, le corespunde frecvența citită de pe curba de etalonare a cavității.

Măsurarea constantei de fază prin metoda cavității este și mai ușor de realizat cu baleiaj de frecvență, întrucît este suficient ca domeniul baleiat să depășească puțin lărgimea benzii de frecvență a cavității formate dintr-un segment al liniei testate. Un asemenea baleiaj se realizează ușor chiar cu ajutorul unui clistron reflex căruia semnalul de comandă i se aplică pe reflector. O cavitate standard este și în acest caz necesară pentru introducerea marcajului de frecvență, care trebuie făcut să coincidă cu frecvența de acord a cavității.

În ultima vreme, precizia metodelor de măsurare cu baleiaj de frecvență a fost adusă la același nivel cu cea asigurată de metodele pe frecvență fixă. Controlate cu ajutorul unor calculatoare electronice, aceste metode extind extrem de mult volumul de date pus la dispoziția celor care le utilizează și măresc spectaculos eficiența procesului de măsurare.

15.4. MĂSURAREA IMPEDANȚELOR

15.4.1. INTRODUCERE

În domeniul frecvențelor joase, impedanța se definește ca raport al amplitudinii complexe a tensiunii V și amplitudinii complexe a curentului I

$$Z = \frac{V}{I}. \tag{15.83}$$

O altă definiție se formulează cu ajutorul puterii și a produsului amplitudinii complexe a tensiunii sau curentului și conjugatei acesteia

$$Z = \frac{1}{2}\frac{P}{II^*} \tag{15.84}$$

sau

$$Z = \frac{1}{2}\frac{VV^*}{P}. \tag{15.85}$$

În domeniul microundelor, noțiunile de tensiune și curent își pierd semnificația, întrucît integrala lucrului cîmpului electric este funcție de drumul de integrare sau cîmpul electric nu derivă dintr-un potențial, iar densitatea de curent de conducție, superficial sau de deplasare, este funcție de punct.

Această situație reflectă trecerea de la circuitele cu constante concentrate la circuitele cu constante distribuite, în care fenomenul de propagare este esențial.

Din acest motiv, în domeniul microundelor, noțiunea de impedanță este introdusă, prin intermediul fenomenului de reflexie, ce apare la suprafețele de separație între medii, suprafețe de discontinuitate a parametrilor electrici.

Fenomenul de reflexie a undei electromagnetice permite elaborarea de metode și aparate pentru măsurarea impedanței dispozitivelor pentru microunde.

Se disting astfel:

● Metode și aparate care folosesc informația aflată în cîmpul electromagnetic, măsurîndu-se maximele și minimele cîmpului și poziția lor pe linii de măsură față de un plan de referință.

Din această categorie de aparate fac parte: linia de măsură cu sondă mobilă sau fixă, aparatul de măsură a polarizării cu sondă rotitoare, linia cu mai multe sonde și altele.

● Metode și aparate ce măsoară raportul între unda incidentă și reflectată.

Din această categorie de aparate, fac parte cuplorul direcțional și reflectometrul.

Se folosesc de asemenea, în domeniul microundelor, metode de comparație în care impedanța necunoscută a unui dispozitiv de microunde este comparată cu o impedanță etalon variabilă. Punțile de măsură aparțin categoriei de aparate ce aplică aceste metode.

15.4.2. MĂSURAREA IMPEDANȚELOR CU AJUTORUL UNDELOR STAȚIONARE

Principiu de funcționare, caracteristici și tipuri ale liniilor de măsură

Liniile de transmisiune sau ghidurile de undă utilizate pentru măsurarea impedanțelor în microunde, prin intermediul caracteristicilor undelor staționare, sînt uniforme, adică distribuția transversală a cîmpului electromagnetic este aceeași în orice secțiune transversală, astfel încît, la suprapunerea prin translație a două secțiuni, acestea și distribuția transversală a cîmpului, coincid. (Denumirea generală de ghid de undă pentru orice linie de transmisiune este îndreptățită de rolul pe care îl îndeplinește linia de a ghida unda electromagnetică de-a lungul ei).

Proprietatea comună, de a fi uniforme, permite să se elaboreze o teorie unitară a propagării pe linii, întrucît datorită proprietății de separare a variabilelor în ecuația undelor, studiul propagării și studiul distribuției cîmpului electromagnetic în secțiunea transversală se tratează ca probleme independente, fapt evident în teoria clasică a liniei de transmisiune bifilare.

Funcția de distribuție a unei componente a cîmpului electromagnetic pentru o linie uniformă, adaptată sau infinită, se poate exprima sub forma

$$\Phi = T(v_1,\ v_2)\ L(z) \tag{15.86}$$

și deci ecuația undelor devine

$$\Delta_T \Phi + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} + \omega^2 \varepsilon \mu \Phi = 0 \tag{15.87}$$

unde Δ_T reprezintă Laplacianul transversal.

Introducînd expresia 15.86 în 15.87 rezultă

$$L\Delta_T T + T\frac{\mathrm{d}^2 L}{\mathrm{d}z^2} + \omega^2 \varepsilon \mu T L = 0 \tag{15.88}$$

în care se separă variabilele

$$\frac{\Delta_T T}{T} + \frac{1}{L}\frac{d^2L}{dz^2} + \omega^2\varepsilon\mu = 0 \tag{15.89}$$

și deci

$$\frac{\Delta_T T}{T} = -k_T^2 \tag{15.90}$$

$$\frac{1}{L}\frac{d^2L}{dz^2} = -k_L^2 \tag{15.91}$$

și

$$k_T^2 + k_L^2 = \omega^2\varepsilon\mu \tag{15.92}$$

Dar ecuația

$$\frac{d^2L}{dz^2} + k_L^2 L = 0 \tag{15.93}$$

are forma ecuației liniilor.

Ecuația de propagare 15.93 ese comună tuturor ghidurilor de undă (liniilor de transmisiune) și conduce la soluții de forma

$$L = Ae^{\gamma_g z} + Be^{-\gamma_g z} \tag{15.9}$$

pentru o linie de lungime finită sau neadaptată, unde A și B reprezintă amplitudinea undei directe, respectiv reflectate, iar $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ constanta de propagare pe ghid (α_g constanta de atenuare și β_g constanta de defazare).

În cadrul acestei teorii unitare a propagării pe ghiduri, în afara constantei de propagare pe ghid γ_g se definește și impedanța de undă Z_u, ambele pentru un mod de propagare dat, întrucît ghidurile admit un număr teoretic nelimitat de moduri de propagare, urmare a funcțiilor proprii și valorilor proprii la care conduce ecuația distribuției cîmpului electromagnetic în plan transversal.

Din 15.93 și 15.94 rezultă

$$\gamma_g = j\sqrt{\omega^2\varepsilon\mu - k_T^2} \tag{15.95}$$

Ghidurile de undă se împart în două grupe:

● Ghidurile cu mod fundamental *TEM* (transversal electromagnetic) din care fac parte linia bifilară, cablul coaxial, plăcile paralele. În cazul primelor două, are loc propagarea ghidată a undei plane neuniforme, iar printre plăcile paralele se poate propaga unda plană uniformă. Modul *TEM* se caracterizează prin

$$\Delta_T T = 0 \tag{15.96}$$

adică distribuția cîmpului electromagnetic este aceea din regim staționar.

În consecință

$$k_T = 0 \tag{15.97}$$

și

$$\gamma = j\sqrt{\varepsilon\mu}\cdot\omega = j\beta_0 \tag{15.98}$$

adică în ghidurile cu mod fundamental *TEM* constanta de defazare este aceea a spațiului liber.

Propagarea are loc la orice frecvență (frecvența critică e nulă), iar viteza de propagare în ghidul de acest tip, cu dielectric aerul, este viteza luminii.

Din cele expuse mai sus rezultă consecințe practice importante. Linia de măsură coaxială poate lucra, în principiu, la orice frecvență. Limitarea domeniului frecvențelor de lucru se produce la frecvențe joase datorită lungimii geometrice prohibitive (la lungimi de undă $\lambda = 10$ m., adică $f = 30$ MHz, lungimea liniei trebuie să aibă peste 5 m.), iar la frecvențe mari, pierderile, respectiv constanta de atenuare, devin prea mari.

● Ghidurile ce nu admit mod fundamental *TEM*, cum sînt ghidul dreptunghiular și cel circular.

Liniile de măsură ce lucrează cu aceste tipuri de ghid, au banda frecvențelor de lucru limitată. Astfel, în cazul ghidului dreptunghiular, folosit curent pe modul fundamental H_{10}, există linii de măsură pentru $\lambda = 10$ cm., cînd baza secțiunii dreptunghiulare a ghidului este $a = 7$ cm., pentru $\lambda = 5$ cm., $a = 3{,}5$ cm pentru $\lambda = 3$ cm., cînd $a = 2{,}5$ cm.

Domeniul superior al benzii frecvențelor de lucru este limitat de apariția modurilor superioare.

Coeficientul de reflexie, factorul de undă staționară și determinarea impedanței

Tensiunea, într-un punct al liniei de măsură, este suma undei incidente V_i și reflectate de tensiune V_r, corespunzătoare punctului dat.

Amplitudinea complexă a tensiunii la sarcină este:

$$V_2 = V_{2i} + V_{2r} \tag{15.99}$$

unde

V_{2i} reprezintă amplitudinea complexă a undei incidente de tensiune la sarcină și

V_{2r} amplitudinea complexă a undei reflectate de tensiune la sarcină.

Coeficientul de reflexie, Γ, de modul $|\Gamma|$ și argument φ este definit prin raportul între amplitudinea complexă a undei reflectate și undei incidente

$$\Gamma = |\Gamma|\,\underline{|\varphi} = \frac{V_{2r}}{V_{2i}} = \frac{|V_{2r}|}{|V_{2i}|}\,\underline{|\psi_r - \psi_i} \tag{15.199}$$

unde ψ_r și ψ_i sînt argumentele amplitudinilor complexe V_r, V_i.

Argumentul coeficientului de reflexie este egal cu diferența dintre argumentul amplitudinii complexe a undei reflectate ψ_r și cel al undei incidente ψ_i.

Tensiunea pe sarcină V_2 se poate exprima în funcție de coeficientul de reflexie

$$V_2 = V_{2i}(1 + \Gamma) \tag{15.101}$$

* Este vorba de tensiunea echivalentă, vezi [20, 21].

Tensiunea într-un punct z pe linie are expresia

$$V_z = V_{i2} \cdot e^{j\beta z}(1 + |\Gamma| e^{j(\varphi - 2\beta z)}) \tag{15.102}$$

Curba de variație a tensiunii pe linie în funcție de z, cu $|\Gamma|$ ca parametru, este dată în figura 15.54

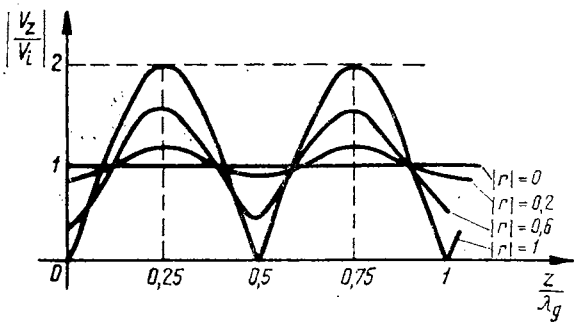


Fig. 15.54. Variația tensiunii V_z pe linie, raportată la tensiunea incidentă V_i, în funcție de distanța raportată $\frac{z}{\lambda_g}$, avînd ca parametru $|\Gamma|$.

Tensiunea maximă V_M se obține cînd

$$\varphi = 2\beta z_M = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot z_M \tag{15.103}$$

iar tensiunea minimă V_m cînd

$$\varphi - 2\beta z_m = \pi \tag{15.104}$$

sau

$$\varphi = \pi + 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot z_m \tag{15.105}$$

Se definește factor de undă staționară raportul între tensiunea maximă și minimă pe linie

$$\sigma = \frac{V_m}{V_M}$$

Dar

$$V_M = |V_{2i}| + |V_{2r}| \tag{15.106}$$

iar

$$V_m = |V_{2i}| - |V_{2r}| \tag{15.107}$$

și deci

$$\sigma = \frac{V_M}{V_m} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{15.108}$$

Factorul de undă staționară este o mărime scalară mai mare decît unitatea.

În figura 15.55 și 15.56 se prezintă curbe de variație și nomograme de calcul $\sigma = f(|\Gamma|)$.

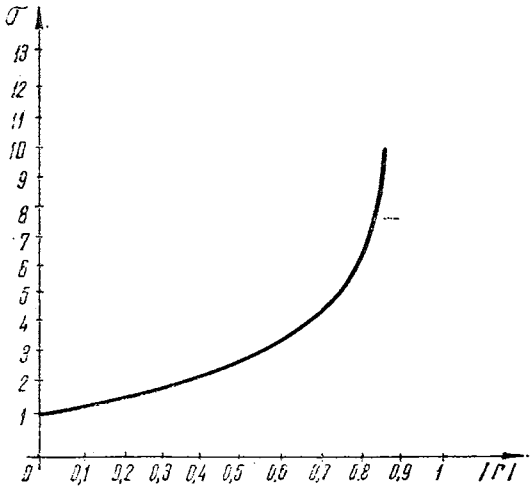


Fig. 15.55. Variația factorului de undă staționară în funcție de modulul coeficientului de reflexie $|\Gamma|$.

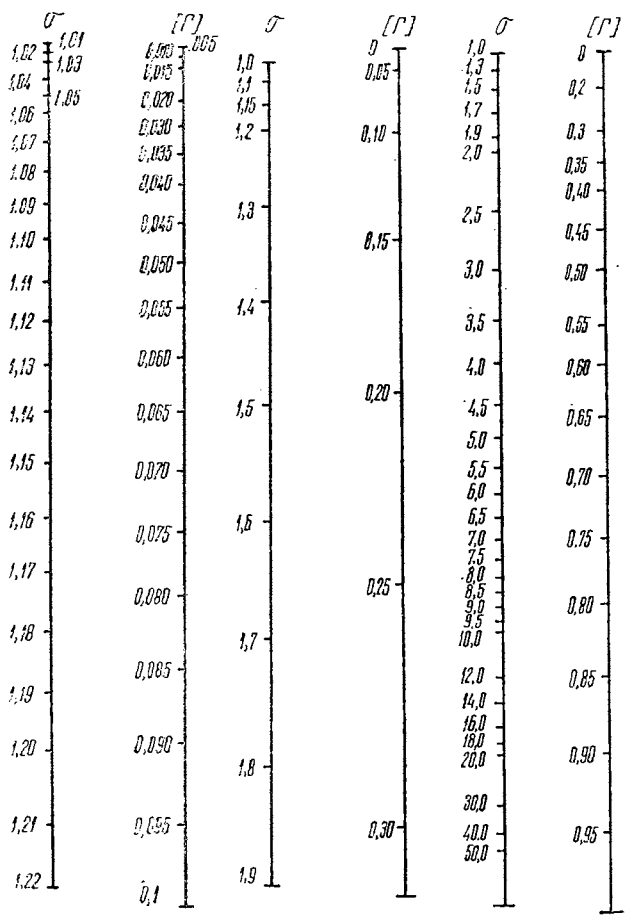


Fig. 15.56. Nomogramă pentru factorul de undă staționară σ în funcție de $|\Gamma|$.

Din teoria liniilor de transmisiune se obțin expresiile undei incidente și reflectate, funcție de tensiunea V_2 și curentul I_2 de la sarcină

$$V_i = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2} \tag{15.109}$$

$$V_r = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2} \tag{15.110}$$

unde Z_0 este impedanța caracteristică, respectiv impedanța de undă.

Coeficientul de reflexie devine

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{\frac{V_2}{I_2} - Z_0}{\frac{V_2}{I_2} + Z_0}. \tag{15.111}$$

Dar

$$\frac{V_2}{I_2} = Z_s \tag{15.112}$$

Z_s fiind impedanța de sarcină și deci

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}. \tag{15.113}$$

Se deduce Z_s

$$Z_s = Z_0 \frac{1 - j\sigma \operatorname{tg} \beta z_m}{\sigma - j \operatorname{tg} \beta z_m} \tag{15.114}$$

unde s-a înlocuit Γ prin expresia sa în funcție de σ și z_m.

Dacă $\beta z_m = \frac{2\pi}{\lambda} z_m \ll 1$

iar

$\sigma \gg 1$ se obține succesiv

$$Z_s = Z_0 \frac{1 - j 2\pi\sigma \frac{z_m}{\lambda}}{\sigma - j 2\pi \frac{z_m}{\lambda}} \tag{15.115}$$

și

$$Z_s = \frac{Z_0}{\sigma} - j Z_0 2\pi \frac{z_m}{\lambda} \tag{15.116}$$

iar dacă $\operatorname{tg} \beta z_m \gg \sigma$

$$Z_s = \sigma Z_0 + j \frac{Z_0}{\operatorname{tg} \beta z_m}. \tag{15.117}$$

În primul caz, sarcina este apropiată de impedanța liniei într-un minim sau este practic rezistivă și mai mică decît impedanța caracteristică Z_0, iar în al doilea este practic rezistivă și mai mare decît Z_0 și corespunde impedanței pe linie într-un maxim de tensiune.

Rezultate similare se obțin dacă se consideră impedanța de sarcină pur rezistivă $Z_s = R_s$.

Se obține

$$|\Gamma| = \frac{\frac{R_s}{Z_0} - 1}{\frac{R_s}{Z_0} + 1} = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} \tag{15.118}$$

și deci

$$R_s = \sigma Z_0$$

pentru

$$R_s > Z_0.$$

Dacă $R_s < Z_0$

$$|\Gamma| = \frac{\frac{Z_0}{R_s} - 1}{\frac{Z_0}{R_s} + 1} \tag{15.119}$$

și deci

$$R_s = \frac{Z_0}{\sigma}. \tag{15.120}$$

Pe o sarcină rezistivă R_s mai mică decît impedanța caracteristică Z_0 există totdeauna un minim de tensiune, iar pe o sarcină rezistivă R_s mai mare decît impedanța caracteristică Z_0, un maxim de tensiune.

Dacă $\sigma \to \infty$

$$Z_s = -jZ_0 \operatorname{tg} \beta z_m \tag{15.121}$$

și sarcina este pur reactivă.

Caracterul reactanței este dat de semnul deplasării minimului spre sarcină sau spre generator.

În cazul impedanței de sarcină infinite, maximul este la sarcină, adică

$$z_m = \frac{\pi}{2} \quad \text{și} \quad \operatorname{tg} \beta z_m \to \infty.$$

Cînd sarcina este în scurt circuit $z_m = 0$, (minimul la sarcină), $\operatorname{tg} \beta z_m = 0$ și deci pentru ca impedanța Z_s să fie nulă, $\sigma \to \infty$.

Dacă diferența între impedanța de undă Z_u și impedanța de sarcină Z_s este mică, rezultă

$$Z_s - Z_u = \Delta Z \tag{15.122}$$

și

$$Z_s + Z_u = 2Z_u \tag{15.123}$$

și deci coeficientul de reflexie Γ devine

$$\Gamma = \frac{\Delta Z}{2Z_u} \tag{15.124}$$

iar factorul de undă staționară σ, ia valoarea:

$$\sigma = \frac{1 + \frac{|\Delta Z|}{2Z_u}}{1 - \frac{|\Delta Z|}{2Z_u}} = \left(1 + \frac{|\Delta Z|}{2Z_u}\right)^2 = 1 + \frac{|\Delta Z|}{Z_u} = 1 + F \tag{15.125}$$

unde $F = \frac{|\Delta Z|}{Z_u}$ reprezintă eroarea de adaptare.

Cînd factorul de undă staționară σ are valoare mare, modulul coeficientului de reflexie devine

$$|\Gamma| = \frac{1 - \frac{1}{\sigma}}{1 + \frac{1}{\sigma}} = \left(1 - \frac{1}{\sigma}\right)^2 = 1 - \frac{2}{\sigma} \tag{15.126}$$

Totodată pentru $Y_s < Y_0$

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi} = \frac{1 - \frac{Y_s}{Y_0}}{1 + \frac{Y_s}{Y_0}} = \left(1 - \frac{Y_s}{Y_0}\right)^2 = 1 - \frac{2Y_s}{Y_0} \tag{15.127}$$

Considerînd $e^{j\varphi} \cong 1 + j\varphi$ rezultă

$$\frac{Y_s}{Y_0} = \frac{1}{\sigma} - j\frac{\varphi}{2} \tag{15.128}$$

Instalația de măsură

În figura 15.57 este prezentată schema bloc a instalației de măsură a factorului de undă staționară σ și a poziției minimului de tensiune z_m, utilizate pentru determinarea valorii impedanței.

Generatorul de microunde 1, prevăzut cu clistron reflex sau diodă Gunn, alimentat de la sursa de curent continuu 2, transmite prin intermediul atenuatorului sau izolatorului cu ferită 3, undele electromagnetice, liniei de măsură 4.

Undametrul 5 permite măsurarea prin rezonanță a lungimii de undă, din care se poate deduce frecvența de lucru.

Linia de măsură 4 este terminată pe dispozitivul 6 a cărei impedanță trebuie măsurată.

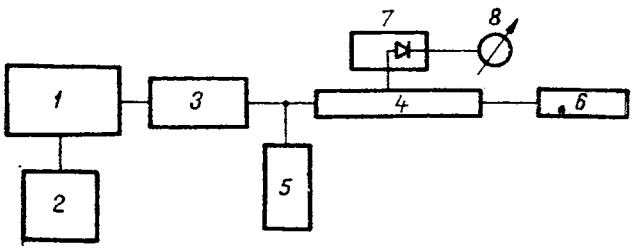


Fig. 15.57. Schema bloc a instalației de măsură a factorului de undă staționară.

Distribuția cîmpului electric în lungul liniei poate fi ridicată cu ajutorul sondei și cavității rezonante cu detector 7. Semnalul de curent continuu se aplică unui galvanometru sau microampermetru 8. În acest caz generatorul de microunde este nemodulat.

La ieșirea detectorului rezultă o componentă continuă proporțională cu intensitatea cîmpului electric în anumit punct al axului longitudinal al liniei de măsură.

Pentru a mări sensibilitatea instalației de măsură, semnalul dat de generatorul de microunde se modulează, deobicei cu impulsuri dreptunghiulare cu frecvența 1000 Hz.

După detecție se regăsesc impulsurile dreptunghiulare. Un amplificator selectiv, pe 1000 Hz, amplifică semnalul sinusoidal cu amplitudine proporțională cu intensitatea cîmpului electric din linia de măsură. Amplificatorul trebuie să fie stabil și de zgomot mic. Dacă generatorul este prevăzut cu clistron reflex, se va regla tensiunea de reflector spre a aduce clistronul în zona de lucru și apoi se acordează cavitatea sondei. În aceste condiții indicatorul va seziza prezența semnalului.

Reglajul mecanic al cavității clistronului reflex permite o variație de ordinul 10—20% din frecvența de lucru.

Generatorul cu diodă Gunn, cu piston reglabil, permite o variație mai mare a frecvenței, lucrează continuu (nu are zone de lucru), are volum și consum mic, este ieftin și dă puteri comparabile cu ale clistronului reflex.

Atenuatorul sau izolatorul cu ferită este necesar pentru a asigura oscilatorului o sarcină practic constantă, astfel încît să fie izolat de variația sarcinii sau de influența deplasării sondei pe linie, care pot provoca variația frecvenței sau a nivelului de putere. Se recomandă o atenuare minimă de 10 dB.

Undametrul 5 este format dintr-o cavitate rezonantă reglabilă. Cînd cavitatea este coaxială, cu piston deplasabil, ea rezonează la lungimea corespunzătoare unei jumătăți de lungime de undă în aer $l = \frac{\lambda}{2}$.

Lungimea de undă în ghid λ_g se poate măsura pe linia de măsură ca dublul distanței între două nuluri de tensiune (linia de măsură fiind evident în scurt circuit).

Deoarece dimensiunile transversale ale liniei sînt cunoscute se verifică ungimea de undă în ghid cu ajutorul relației

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \tag{15.129}$$

unde λ_c este funcție de dimensiunile transversale.

În general verificarea se face cu erori sub 1%.

Relația 15.129 se exprimă și sub forma

$$\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 = 1 \tag{15.130}$$

reprezentată în figura 15.58.

Determinarea gradului caracteristicei detectorului

Caracteristica detectorului este reprezentată prin relația

$$i = Av^n \tag{15.131}$$

reprezentată în figura 15.59.

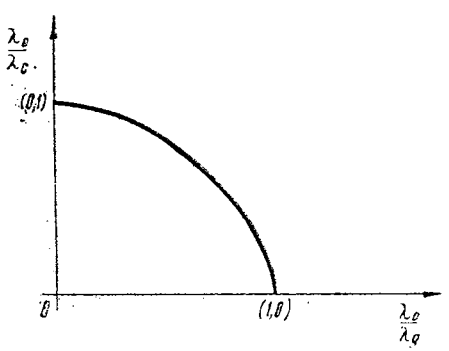


Fig. 15.58. Curba de variație a raportului $\frac{\lambda_0}{\lambda_c}$ funcție de $\frac{\lambda_0}{\lambda_g}$.

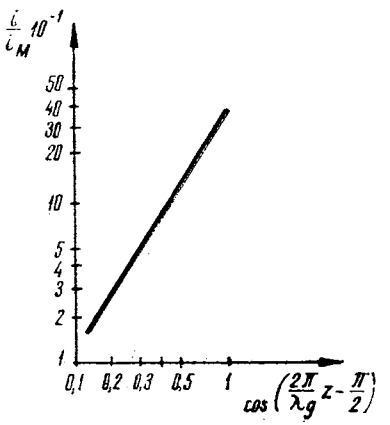


Fig. 15.59. Reprezentarea funcției $i = Av^n$ la scară logaritmică determinînd A și n ($\operatorname{tg} \alpha = n$).

Distribuția de tensiune pe o linie de măsură terminată în scurt circuit, este

$$v = V_M \cos \frac{2\pi}{\lambda_g} z \tag{15.132}$$

Pentru $z = 0$

$$I_M = A V_M^n \tag{15.133}$$

iar pentru $\frac{I_M}{2}$, cînd $z = d$

$$\frac{I_M}{2} = A V_M^n \cos^n \frac{2\pi}{\lambda_g} d \tag{15.134}$$

sau

$$n \log \cos \frac{2\pi d}{\lambda_g} = -\log 2$$

și deci

$$n = -\frac{0{,}3}{\log \cos \frac{2\pi d}{\lambda_g}} \tag{15.135}$$

reprezentată în figura 15.60.

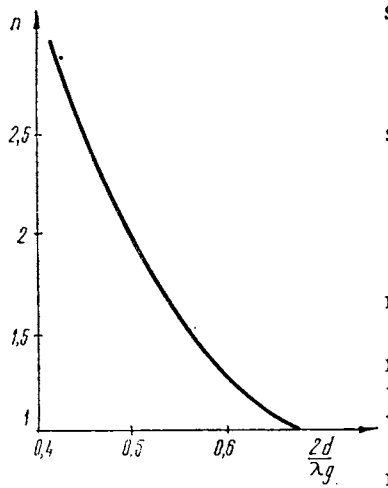


Fig. 15.60. Curba de variație a exponentului n în funcție de $\frac{4d}{\lambda_g}$.

Gradul caracteristicii detectorului n variază cu valoarea I_M; la valori mici ale curentului I_M n tinde către 2 iar la valori mari n tinde către 1.

Procedeul constă în a citi valoarea maximului de tensiune și poziția sa pe linia de măsură terminată în scurtcircuit, apoi a deplasa căruciorul suport al sondei pînă ce valoarea tensiunii scade la jumătatea valorii maxime citite anterior. Se determină deplasarea d (într-un, sens) în raport cu poziția maximului. Se măsoară distanța între două minime corespunzătoare unei jumătăți de lungime de undă în ghid $\lambda_{g/2}$.

Măsurarea factorului de undă staționară de valoare mare

Caracteristica patratică a detectorului corespunde semnalelor de valoare redusă. În cazul factorului de undă staționară de valoare mare, maximul tensiunii pe linia de măsură nu mai corespunde regiunii patratice a caracteristicii detectorului. De aceea se caută un nivel al semnalului, mai mic decît maximul tensiunii, de exemplu la dublul valorii minimului, adică $\frac{V}{V_m} = k = 2$, pentru care gradul caracteristicii detectorului să rămînă practic constant. În general k poate lua și alte valori, fără ca acestea să devină prea mari, din motivul arătat mai sus. Expresia patratului amplitudinii tensiunii pe linia de măsură este

$$|V|^2 = |V_i|^2 + 2|V_i||V_r| \cos \varphi_\Delta + |V_r|^2 \tag{15.136}$$

sau

$$|V|^2 = |V_i|^2 (1 + 2|\Gamma| \cos \varphi_\Delta + |\Gamma|^2). \tag{15.137}$$

Dar

$$\varphi_\Delta = (2\beta x - \pi) \tag{15.138}$$

și deci

$$|V|^2 = |V_i|^2 (1 + 2|\Gamma| \cos(2\beta z - \psi) + |\Gamma|^2) \tag{15.139}$$

La $z = z_m$, cînd se obține minimul de tensiune

$$2\beta z_m - \psi = \pi \tag{15.140}$$

și

$$|V_m|^2 = |V_i|^2 (1 - |\Gamma|^2) \tag{15.141}$$

La $z = z_2$ tensiunea ia valoarea V_d

$$|V_d|^2 = |V_i|^2 (1 + 2|\Gamma| \cos(2\beta z - 2\beta z_m + \pi) + |\Gamma|^2) \tag{15.142}$$

iar

$$2(z_2 - z_m) = d$$

ca în figura 15.61.

Astfel

$$|V_d|^2 = (1 - 2|\Gamma| \cos \beta d + |\Gamma|^2) \tag{15.143}$$

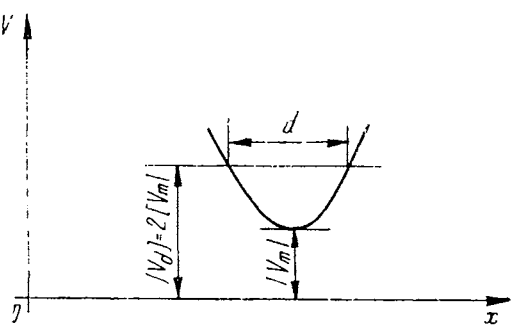


Fig. 15.61. Tensiunile $|V_d|$, $|V_m|$ și deplasarea d utilizate pentru determinarea exponentului n al curbei detectorului. În metoda dublării minimului $\frac{V_d}{V_m} = 2$.

Din raportul între $|V_d|^2$ și $|V_m|^2$ se obține

$$k^2 = \frac{|V_d|^2}{|V_m|^2} = \frac{1 - 2|\Gamma| \cos \beta d + |\Gamma|^2}{(1 - |\Gamma|)^2} \tag{15.144}$$

și de aici se deduce factorul de undă staționară

$$\sigma = \frac{\sqrt{k^2 - \cos^2 \frac{\pi d}{\lambda_g}}}{\sin \frac{\pi d}{\lambda_g}} \tag{15.145}$$

Cînd

$$\frac{\pi d}{\lambda_g} \ll 1 \tag{15.146}$$

$$\cos^2 \frac{\pi d}{\lambda_g} \simeq 1$$

și

$$\sigma = \frac{\sqrt{k^2 - 1}}{\frac{\pi d}{\lambda_g}} \tag{15.147}$$

pentru

$$k = 1{,}41 \ (k^2 = 2),$$

$$\sigma \simeq \frac{\lambda_g}{\pi d} \tag{15.148}$$

Dacă, de exemplu se lucrează la 7 GHz, cu o linie de măsură de secțiune dreptunghiulară, pe care se propagă unda H_{10}, baza secțiunii fiind $a = 3{,}5$ cm (lungimea de undă critică $\lambda_c = 7$ cm lungimea de undă în ghid $\lambda_g = 5{,}4$ cm) și se obține $d = 0{,}5$ mm pentru o indicație de două ori mai mare decît a minimului, factorul de undă staționară va fi $\sigma = 34{,}4$.

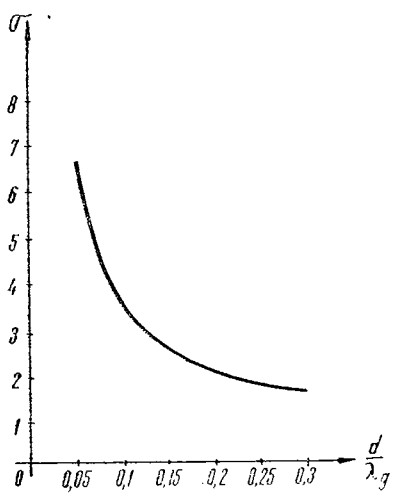


Fig. 15.62. Variația factorului de undă staționară σ în funcție de deplasarea relativă $\frac{d}{\lambda_g}$.

În figura 15.62 se prezintă variația factorului de undă staționară σ cu deplasarea relativă $\frac{d}{\lambda_g}$, pentru diferite valori ale raportului între tensiunea V corespunzătoare deplasării și tensiunea minimă V_m, $k = \frac{V}{V_m}$, în cazul unor factori de undă staționară mari, deci cînd deplasarea relativă $\frac{d}{\lambda_g}$ este mică și este valabilă relația 15.148. Metoda aplicată poate fi folosită și la valori mici ale factorului de undă staționară, întrucît nu a fost introdusă nici o condiție restrictivă în calculul de deducere al relației 15.145, dar în acest caz nu se obțin avantaje față de măsurarea directă.

Valoarea minimelor de tensiune, pentru factori de undă staționară mari, este destul de redusă, astfel încît aparatul de măsură, după detector, trebuie să fie mai sensibil decît pentru măsurarea factorilor de undă staționară de valoare mică.

Determinarea impedanței cu ajutorul diagramei circulare

Diagrama circulară utilizată în cazul liniei bifilare sau cablului coaxial se poate aplica oricărui tip de ghid uniform folosind corespondența $Z_0 \to Z_u$, $\beta \to \beta_g$. Dacă sarcina $Z_s = R_s + jX_s$ impedanța într-o secțiune z este

$$Z_i = Z_u \frac{Z_s + \mathrm{j} Z_u \operatorname{tg} \beta z}{Z_u + \mathrm{j} Z_s \operatorname{tg} \beta_g z} \tag{15.149}$$

sau

$$Z_i = Z_u \frac{1 + |\Gamma| e^{\mathrm{j}(\varphi - 2\beta_g z)}}{1 - |\Gamma| e^{\mathrm{j}(\varphi - 2\beta_g z)}} \tag{15.150}$$

Relația 15.149 reprezintă o transformare conformă a impendanței Z_s cînd variază distanța z. Dreptele $R_s = \text{ctă}$ și $X_s = \text{ctă}$ se transformă în cercuri. De asemenea, în planul Z_i este obțin cercuri concentrice de $|\Gamma| = \text{ctă}$ sau $\sigma = \text{ctă}$. Dacă se dă o impedanță de sarcină fie $Z_s = 420 + \mathrm{j}\ 275\ \Omega$ iar ghidul, are la frecvența dată, impedanța de undă $Z_u = 500\ \Omega$, se obține impedanța de sarcină raportată $Z_s = 0{,}84 + \mathrm{j}\ 0{,}55$. Pe diagrama circulară figura 15.63 se găsește pe cercul de rezistență constantă $R = 0{,}84$ și cercul de reactanță constanta 0,55 punctul figurativ al impedanței Z_s raportat. Dacă trebuie calculată impendanța de intrare în linie la distanța z de sarcină se duce raza cercului prin punctul figurativ și pe cercul contur ($R = 0$) gradat în distanțe relative $\left(\frac{z}{\lambda}\right)$, se află punctul de rezistență de la care ne deplasăm cu distanța z dată și ducem din nou raza cercului. Punctul figurativ al impedanței se află pe un cerc de $|\Gamma|$ sau σ constant. Intersecția noii raze cu cercul de σ constant ne dă punctul figurativ al impedanței de intrare. Coordonatele sale sînt rezistența și reactanța raportate.

În cazul măsurării factorului de undă staționară σ și al poziției minimului în raport cu planul anterior de scurt circuit z_m, se caută cercul de $\sigma = \text{ct}$ și din punctul de scurt ($R = 0$), capăt al diametrului, realizăm pe cercul contur al diagramei deplasarea corespunzătoare distanței relative $\frac{z_m}{\lambda_g}$. Intersecția razei ce trece prin punctul $\frac{z_m}{\lambda_g}$ de pe contur cu cercul $\sigma = \text{ctă}$ determină punctul figurativ al impedanței de măsurat.

Principii constructive ale elementelor liniei de măsură și surse de erori

Dispozitivele principale ale liniei de măsură sînt:

- linia de transmisiune cu fantă;
- dispozitivul indicator cu sondă, cavitate rezonantă și detector;
- mecanismul de deplasare a sondei de-a lungul fantei;
- dispozitivul de măsură al deplasării sondei prevăzut cu micrometru.

Linia de măsură trebuie să îndeplinească o serie de condiții:

- valoarea impedanței de undă a liniei de transmisiune cu fantă să corespundă cu cea nominală;

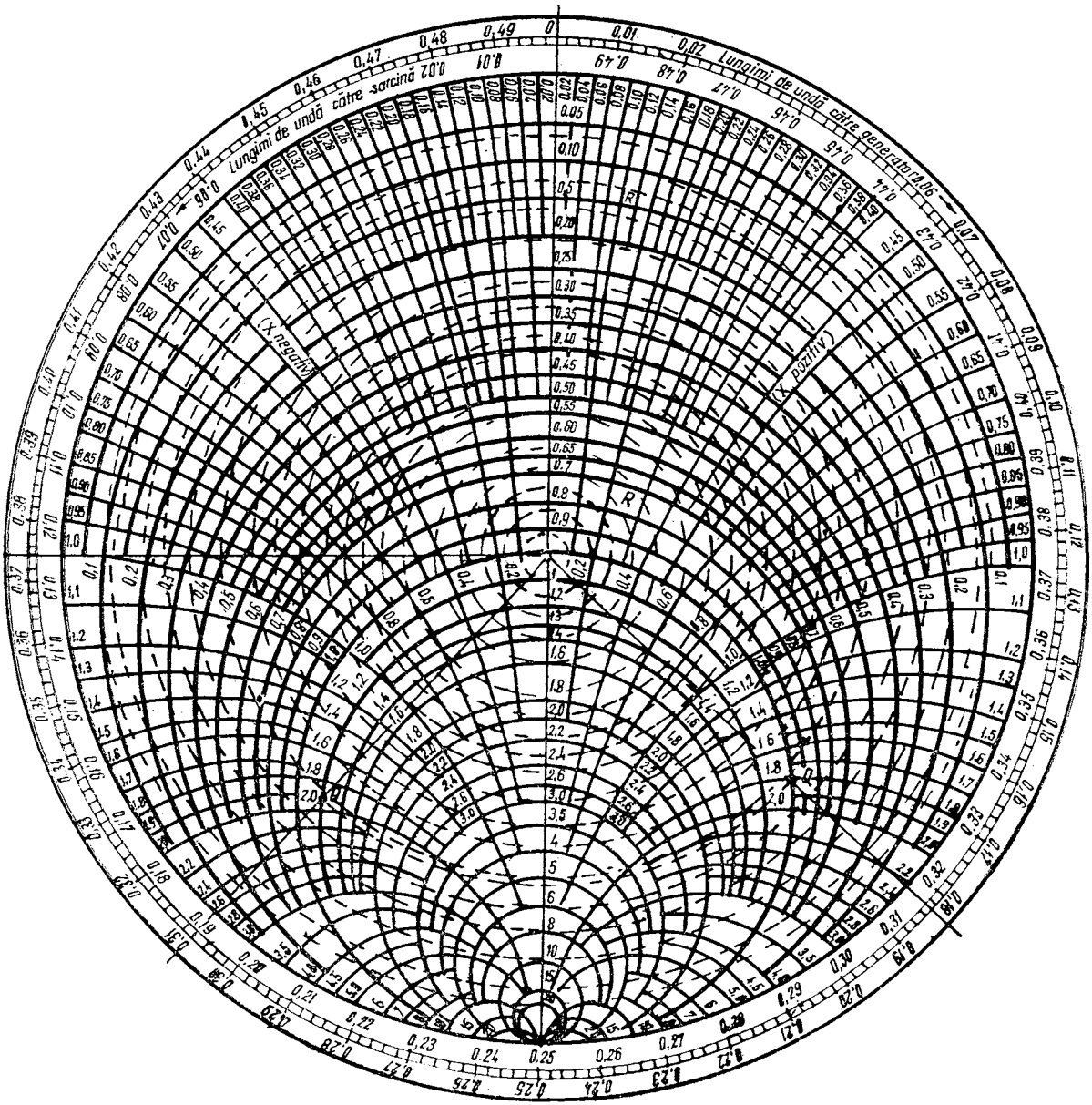


Fig. 15.63. Diagrama circulară.

● poziția sondei în plan vertical și orizontal să fie riguros aceeași la deplasarea de-a lungul fantei;

● deformarea cîmpului datorită fantei și sondei să fie minimă;

● să se realizeze compensarea influenței neuniformităților.

Aceste cerințe se realizează cu un grad de precizie dat și reprezintă surse de erori în procesul de măsurare.

În cele ce urmează sînt prezentate unele probleme legate de influența diverselor părți și a calităților lor constructive asupra preciziei măsurătorilor.

Reflexia la sondă

Pe o linie de măsură adaptată la sarcină și la generator figura 15.64 ($\Gamma_g = 0$; $\Gamma_s = 0$), la care efectul tuturor neuniformităților a fost compensat se produce reflexia la sondă.

În cazul absenței sondei, tensiunea în punctul z este

$$V_z = V_1 e^{-j\beta z} \tag{15.151}$$

sau în modul

$$|V_z| = |V_1| \tag{15.152}$$

unde V_1 este real.

În prezența sondei, sarcina liniei la distanța z de la intrare este figura 15.65 unde

$$Y_z = Y_{sd} + Y_v \tag{15.153}$$

iar coeficientul de reflexie

$$\Gamma_{sd} = \frac{Y_u - Y_{sd} - Y_v}{Y_u + Y_{sd} + Y_v} = -\frac{Y_{sd}}{Y_{sd} + 2Y_u} \tag{15.154}$$

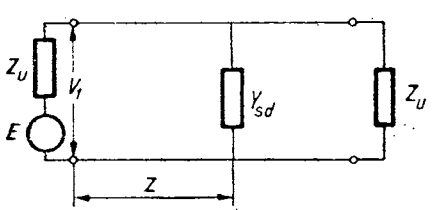


Fig. 15.64. Linia de măsură adaptată la generator și sarcină și admitanța echivalentă a sondei.

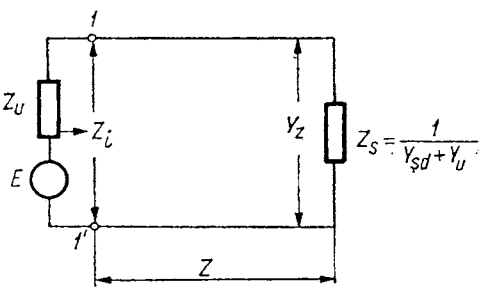


Fig. 15.65. Sarcina echivalentă pe linia adaptată.

și cum

$$Y_{sd} \ll Y_u$$

$$\Gamma_{sd} = \frac{Y_{sd}}{2Y_u} = -\frac{1}{2}\frac{Z_u}{Z_{sd}} \tag{15.155}$$

Factorul de undă staționară devine

$$\sigma_{sd} = \frac{1 + |\Gamma_{sd}|}{1 - |\Gamma_{sd}|} = \frac{1 + \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u}}{1 - \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u}} = \left(1 + \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u}\right)^2 = 1 \mp \frac{|Y_{sd}|}{Y_u} = 1 + \frac{Z_u}{|Z_{sd}|} \qquad (15.156)$$

Dacă sonda prezintă o impedanță mare în paralel pe linie efectul ei va fi redus.

Tensiunea pe linie, în secțiunea unde este amplasată sonda, are expresia

$$V_{z\,sd} = \frac{V_1 + Z_u I_1}{2} e^{-j\beta z} + \frac{V_1 - Z_u I_1}{2} e^{j\beta z} \qquad (15.157)$$

unde V_1 și I_1 reprezintă tensiunea și curentul la intrarea în linie ($z = 0$). Expresia tensiunii în funcție de coeficientul de reflexie la intrare devine

$$V_{z\,sd} = \frac{V_1}{2}\left(1 + \frac{Z_u}{Z_i}\right) e^{-j\beta z}(1 + \Gamma_i e^{j2\beta z}) \qquad (15.158)$$

Întrucît

$$Z_g = Z_s = Z_u; \quad \Gamma_i = \Gamma_{sd} e^{-j\beta z}$$

și

$$V_1 = \frac{EZ_i}{Z_u + Z_i}$$

rezultă, $\left(\text{pentru } V_1 \simeq \frac{E}{2}\right)$

$$V_{z\,sd} = V_1 (1 + \Gamma_{sd}) e^{-j\beta z} \qquad (15.159)$$

și deci

$$|V_z|_{sd} = V_1 \sqrt{1 + |\Gamma_{sd}|^2 + 2|\Gamma_{sd}| \cos \varphi} \qquad (15.160)$$

Deoarece $|\Gamma_{sd}| \ll 1$

$$|V_{z\,sd}| = V_1 (1 + |\Gamma_{sd}| \cos \varphi) \qquad (15.161)$$

unde

$$|\Gamma_{sd}| = \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u} \qquad (15.162)$$

iar

$$Y_{sd} = |Y_{sd}| e^{j\varphi} \qquad (15.163)$$

Tensiunea detectată de sondă nu depinde de poziția sondei. În consecință, precizia *măsurării factorului de undă staționară nu este afectată de reflexia*

la sondă dacă generatorul este perfect adaptat. Valoarea relativă a erorii cu care este măsurată tensiunea este

$$\frac{|\Delta V_{z\,sd}|}{V_1} = \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u}\cos\varphi = \mathrm{Re}\,\frac{Y_{sd}}{2Y_u} \tag{15.164}$$

Cînd la intrare nu este îndeplinită condiția de adaptare, $\Gamma_g \neq 0$, ($Z_g \neq Z_u$) figura 15.66 tensiunea la sondă are valoarea

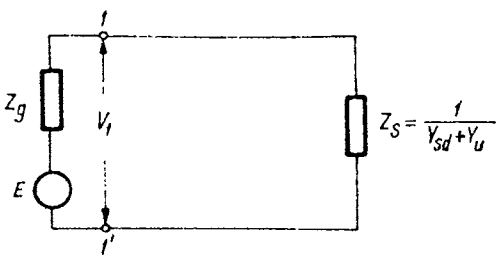


Fig. 15.66. Linia de măsură cu sondă, dezadaptată la intrare.

$$V_{z\,sd} = \frac{1}{2}\frac{EZ_i}{Z_g + Z_i}\left(1 + \frac{Z_u}{Z_i}\right)e^{-j\beta z}(1 + \Gamma_{sd}) \tag{15.165}$$

Impedanțele Z_g și Z_i pot fi exprimate în funcție de Γ_g și Γ_{sd}

$$Z_g = Z_u\frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \tag{15.166}$$

$$Z_i = Z_u\frac{1 + \Gamma_{sd}e^{-j2\beta z}}{1 - \Gamma_{sd}e^{-j2\beta z}} \tag{15.167}$$

și $V_{z\,sd}$ devine

$$V_{z\,sd} = \frac{E}{2}\frac{1 - \Gamma_g}{1 - \Gamma_g\Gamma_{sd}e^{-j2\beta z}}e^{-j\beta z}(1 + \Gamma_{sd}) \tag{15.168}$$

sau întrucît

$$1 - \Gamma_g = \frac{2Z_u}{Z_g + Z_u} \tag{15.169}$$

se obține

$$V_{zd} = E\frac{Z_u}{Z_g + Z_u}\frac{e^{-j\beta z}(1 - \Gamma_{sd})}{1 - \Gamma_g\Gamma_{sd}e^{-j2\beta z}} \tag{15.170}$$

Deoarece

$$\Gamma_g\Gamma_{sd} \ll 1 \tag{15.171}$$

$$V_{zd} = V(1 + \Gamma_g\Gamma_{sd}e^{-j2\beta z}) \tag{15.171}$$

unde

$$V = E\frac{Z_u}{Z_g + Z_u}e^{-j\beta z}(1 + \Gamma_{sd}) = |V|e^{j\vartheta} \tag{15.172}$$

iar modulul tensiunii pe sondă

$$|V_{z\,sd}| = |V|[1 + |\Gamma_g||\Gamma_{sd}|\cos(\varphi_g + \varphi_{sd} - 2\beta z)] \tag{15.173}$$

unde

$$|\Gamma_g| = \frac{|\Delta Z_g|}{2Z_u}$$

iar

$$\Delta Z_g = Z_g - Z_u \quad \text{și} \quad Z_g + Z_u \simeq 2Z_u$$

Eroarea datorită reflexiei la sondă, cînd generatorul nu este perfect adaptat este

$$|\Delta V_{z\,sd}| = |V| \frac{|\Delta Z_g|}{2Z_u} \cdot \frac{|Y_{sd}|}{2Y_u} \cos(\varphi_g + \varphi_{sd} - 2\beta z) \tag{15.174}$$

iar eroarea relativă

$$\frac{|\Delta V_{z\,sd}|}{|V|} = \frac{1}{4} |\Delta Z_g| |Y_{sd}| \cos(\varphi_g + \varphi_{sd} - 2\beta z) \tag{15.175}$$

Întrucît eroarea este funcție de poziția sondei z, factorul de undă staționară va fi afectat de eroare.

În cazul dat, cînd sarcina este perfect adaptată, pe linia ideală ar trebui să se citească o tensiune constantă aceeași în toate punctele axului longitudinal al ghidului.

Ținînd seamă de reflexia la sondă, în condițiile dezadaptării la generator se obține coeficientul de undă staționară

$$\sigma = \frac{1 + \frac{|\Delta Z_g| |Y_{sd}|}{4}}{1 - \frac{|\Delta Z_g| |Y_{sd}|}{4}} = 1 + \frac{1}{2} |\Delta Z_g| |Y_{sd}| \tag{15.176}$$

iar eroarea

$$\varepsilon_\sigma = \frac{1}{2} |\Delta Z_g| |Z_{sd}| \tag{15.177}$$

are practic aceeași valoare absolută și relativă.

Variația lungimii sondei introduse în ghid, la deplasarea de-a lungul ghidului

Semnalul aplicat aparatului de măsură indicator (galvanometru, microampermetru sau amplificator selectiv) esre practic proporțional cu lungimea sondei introdusă în ghid, l.

Dacă la deplasarea sondei de-a lungul ghidului are loc o variație a acestei lungimi Δl, eroarea sistematică a indicațiilor de la ieșire va fi

$$\varepsilon_i = \frac{\Delta l}{l} \tag{15.178}$$

Abaterea Δl are loc datorită variației grosimii peretului superior al ghidului ce formează linia de măsură (în cazul liniei de măsură cu ghid de secțiune dreptunghiulară). Lungimea sondei introdusă în ghid este 5—10% din înălțimea secțiunii ghidului dreptunghiular. Linia de măsură pentru gama $\lambda_0 = 4$ cm (frecvența 7,5 GHz), are baza $a = 3$ cm, iar înălțimea $b = 1{,}5$ cm).

Dacă $l = 0{,}1b$ se obține $l = 1{,}5$ mm.

Pentru o eroare mai mică de 1% a indicației este necesar ca $\Delta l \leqq \frac{l}{100} \leqq$ $\leqq 0{,}015$ mm. Peretele superior al ghidului trebuie să aibă variații de grosime și de paralelism al fețelor mai mici 15 μm. Dacă eroarea admisibilă scade la 1%, toleranța în prelucrarea fețelor plăcii corespunzătoare peretelui superior devine $\pm$ 0,75 μm.

Variația înălțimii sondei Δl în funcție de deplasarea căruciorului se realizează prin compararea indicațiilor obținute în puncte distanțate la $\frac{\lambda_g}{2}$ de-a lungul ghidului.

Lungimea l a sondei în ghid nu depășește 5—10% b deoarece cresc erorile datorite reflexiei.

Reducerea lungimii sondei l sub 5% b nu este indicată deoarece crește eroarea relativă ε_i. Cînd lungimea sondei ar deveni $l = 0{,}5$ mm, la același $\Delta l = 0{,}015$, din cazul precedent, eroarea devine 3%.

Măsurarea impedanței sondei Z_{sd}

Pentru a determina impedanța prezentată de sondă pe linie se utilizează două linii identice, dintre care una se folosește ca linie de măsură A și cealaltă ca sarcină B figura 15.67. Pe linia sarcină B, se amplasează sonde, la distanța $n\lambda_g/2$ de la intrare, iar la ieșire se plasează un piston reglabil la distanța $\lambda_g/4$. În aceste condiții linia A se termină pe impedanța sondei Z_s, astfel încît determinînd σ și z_m se deduce valoarea acesteia.

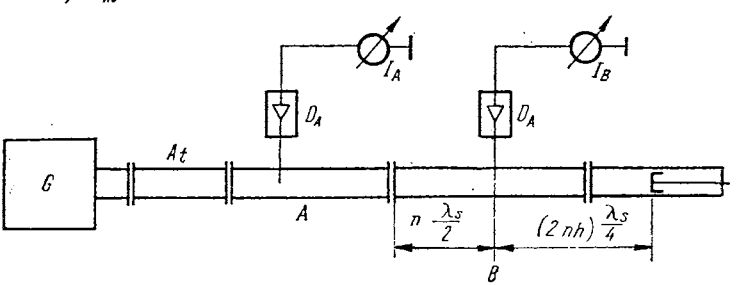


Fig. 15.67. Circuitul de măsurare a impendanței sondei.

Măsurarea impedanței cu ajutorul liniei de măsură cu sonde fixe

Măsurarea impedanțelor cu ajutorul liniei de măsură cu sonde fixe reprezintă un pas important în trecerea la măsurarea automată. Valoarea tensiunii măsurate de sondă într-un punct z pe linie are valoarea

$$V_z = V_d\sqrt{(1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma|\cos\varphi - 2\beta_g z)} \qquad (15.179)$$

Tensiunea V_d se măsoară cu linia adaptată astfel încît în cazul a două sonde de poziție z_1 și z_2 rezultă

$$m_1^2 = \left(\frac{V_{z_1}}{V_d}\right)^2 = 1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos A \tag{15.180}$$

$$m_2^2 = \left(\frac{V_{z_2}}{V_d}\right)^2 = 1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos (A + 2\Delta) \tag{15.181}$$

unde

$$A = \varphi - 2\beta_g z_1$$

iar

$$\Delta = \beta_g (x_2 - z_1)$$

Se deduce

$$m_2^2 - m_1^2 = -4|\Gamma| \sin (A + \Delta) \sin \Delta \tag{15.182}$$

și dacă

$$\Delta = \frac{\pi}{2} \text{ sau } z_2 - z_1 \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_g}{2\pi} = \frac{\lambda_g}{4}$$

$$\cos A = \frac{m_1^2 - m_2^2}{4} \tag{15.183}$$

Înlocuind 15.183 în 15.180 se obține

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{m_2^2 + m_1^2}{2} - 1} \tag{15.184}$$

Se pot folosi trei sau patru sonde cu distanțe $\lambda_g/8$ între ele iar tensiunile rezultante se aplică osciloscopului

Măsurarea impedanțelor joncțiunilor cu două porți

Pentru determinarea impedanțelor circuitului echivalent al unei joncțiuni cu două porți se folosește metoda deplasării minimelor. Baza teoretică a determinării circuitului echivalent al unei joncțiuni cu două porți (un dispozitiv cuprins între două plane de referință) este trecerea de la rețele de ghiduri de undă, la rețele echivalente cu constante concentrate valabile pentru un singur mod de propagare și la frecvență dată echivalența fiind obținută cu ajutorul tensiunilor și curenților normați, constante deduse pornind de la expresia puterii și impedanței de undă a modului de propagare pe ghid.

Metoda de măsură se prezintă în cele ce urmează După linia de măsură L se montează joncțiunea cu două porți D (de obiceiu planele de referință ale dispozitivului se consideră la flanșele de conectare cu linia de măsură) și după joncțiune este prevăzut un piston reglabil P, adică un scurtcircuit reglabil, figura 15.68. Joncțiunea cu două porți poate fi fără pierderi sau cu pierderi.

În cazul fără pierderi la intrarea joncțiunii minimul de tensiune e nul (adică factorul de undă staționară σ este infinit), iar în cazul joncțiunii

cu pierderi minimul are o valoare nenulă (adică σ are o valoare finită) figura 15.69.

În cele două cazuri metodele de interpretare ale rezultatelor experimentale sînt diferite. În cazul fără pierderi se utilizează metoda tangentei sau metoda curbei în S, iar în cazul cu pierderi metoda diagramei circulare.

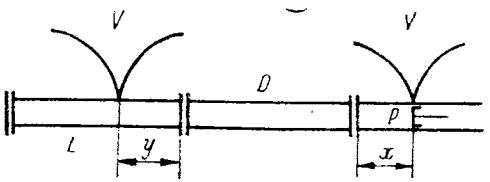


Fig. 15.68. Poziția minimelor pe linia de măsură, la metoda deplasării minimelor, cazul fără pierderi.

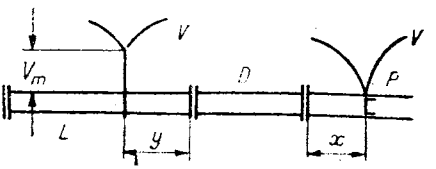


Fig. 15.69. Poziția și valoarea minimelor la metoda deplasării minimelor în cazul cu pierderi.

Metoda curbei în S

Dacă pe o linie de măsură, la care s-a montat un piston reglabil, se urmăresc deplasările pistonului față de flanșă și ale minimului de tensiune pe linie notate respectiv cu x/λ_g și y/λ_g (raportate la lungimea de undă în ghid) și se reprezintă $y/\lambda_g = f(x/\lambda_g)$ se obține bisectoarea primului cadran, fig. 15.70.

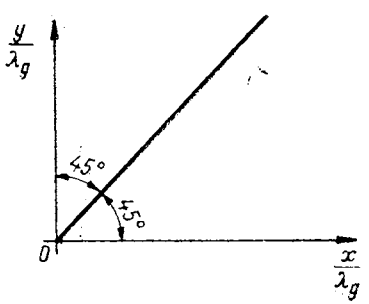


Fig. 15.70. Variația deplasării minimului $\frac{y}{\lambda_g}$ în funcție de deplasarea pistonului $\frac{x}{\lambda_g}$ pentru un ghid uniform fără pierderi.

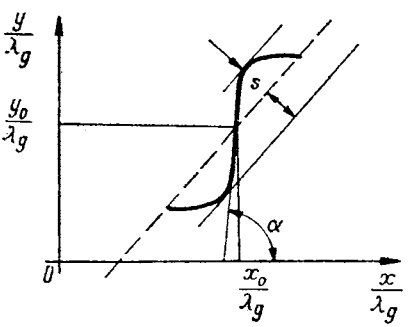


Fig. 15.71. Curba în S.

Dacă între linie și piston se conectează o joncțiune cu două porți, fără pierderi, și se reface măsurătoarea deplasărilor raportate, curba $\frac{y}{\lambda_g} = f\left(\frac{x}{\lambda_g}\right)$ are forma literei S, fig. 15.71. Expresia analitică a curbei se obține pornind de la cuadripolul din fig. 15.72.

Impedanța la bornele aa' este

$$Z_{aa'} = jZ_u \operatorname{tg} \beta(x - x_0). \qquad (15.185)$$

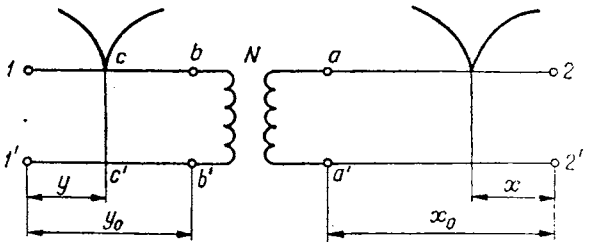


Fig. 15.72. Circuitul de măsură a discontinuității fără pierderi, la metoda curbei în S.

Între punctele bb' impedanța devine

$$Z_{bb'} = jN^2 Z_u \operatorname{tg} \beta(x - x_0) \tag{15.186}$$

Impedanța la bornele cc' este

$$Z_{cc'} = Z_u \frac{jN^2 Z_u \operatorname{tg} \beta(x - x_0) + jZ_u \operatorname{tg} \beta(y - y_0)}{Z_u - N^2 Z_u \operatorname{tg} \beta(x - x_0) \operatorname{tg} \beta(y - y_0)} \tag{15.187}$$

Dar $Z_{cc'} = 0$, întrucît între cc' este scurtcircuit și deci dacă

$$1 - N^2 \operatorname{tg} \beta(x - x_0) \operatorname{tg} \beta(y - y_0) \neq 0 \tag{15.188}$$

este necesar ca

$$\operatorname{tg} \beta(y - y_0) = N^2 \operatorname{tg} \beta(x - x_0) \tag{15.189}$$

unde s-a ținut seama de sensul deplasărilor. (S-a admis că în domeniul x și în domeniul y admitanța de undă este aceeași.)

Relația 15.189 reprezintă expresia analitică a curbei în S. Numele de metoda tangentelor provine de la această expresie analitică. Cei trei parametri caracteristici unui cuadripol fără pierderi sînt x_0, y_0, N, coordonatele punctului de inflexiune ale curbei în S și radicalul pantei curbei în acest punct

Cuadripolul corespunzător este reprezentat în figura 15.73.

De la acest tip de cuadripol se poate trece ușor la cuadripolul în T, ținînd seamă de relațiile

$$Z_{11} = jZ_u \frac{-N^2 \operatorname{ctg} \beta x_0 + \operatorname{tg} \beta y_0}{1 + N^2 \operatorname{ctg} \beta x_0 \operatorname{tg} \beta y_0} \tag{15.190}$$

$$Z_{22} = jZ_u \frac{-\frac{1}{N^2} \operatorname{ctg} \beta y_0 + \operatorname{tg} \beta x_0}{1 + \frac{1}{N^2} \operatorname{tg} \beta x_0 \operatorname{ctg} \beta y_0} \tag{15.191}$$

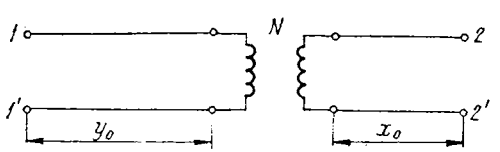


Fig. 15.73. Cuadripolul echivalent discontinuității fără pierderi.

Pentru a determina Z_{12} se deduce impendanța de intrare Z_i pentru impedanța de undă normată la ieșire $Z_u = 1$

$$Z_i = Z_u \frac{N^2 + j \operatorname{tg} \beta y_0}{1 + jN^2 \operatorname{tg} \beta y_0} \tag{15.192}$$

Întrucît

$$Z_i = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + 1}$$

se deduce

$$Z_{12} = \sqrt{(Z_{11} - Z_i)(Z_{22} + 1)} \tag{15.193}$$

De la cuadripolul în T se poate trece la alte tipuri de cuadripoli, astfel încît metoda curbei în S permite obținerea cuadripolului echivalent al joncțiunii fără pierderi, cu două porți, pentru mod de propagare dat și la o frecvență dată.

Pentru creșterea preciziei de determinare a pantei curbei în S, se utilizează relația

$$p = N^2 = \operatorname{ctg}^2 \pi \left(\frac{1}{4} - \frac{s}{2} \right) \tag{15.194}$$

unde s, are semnificația din fig. 15.71
De asemenea se arată că

$$N^2 = \sigma \tag{15.195}$$

unde σ reprezintă factorul de undă staționară cînd la ieșirea joncțiunii în locul pistonului se introduce o sarcină adaptată. Relația reprezintă un mijloc de verificare a corectitudinii determinării pantei pe curba în S.

Din relațiile 15.194 și 15.195 se deduce o valoare limită pentru s. Se știe că

$$|\Gamma_1| = |S_{11}| = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} = \frac{N^2 - 1}{N^2 + 1} \tag{15.196}$$

Înlocuind N^2 din 15.194 se obține

$$|S_{11}| = \sin \sqrt{2}\, \pi s \tag{15.197}$$

și deci

$$\sqrt{2}\, \pi s_M = \frac{\pi}{2} \tag{15.198}$$

sau

$$s_M = \frac{1}{2\sqrt{2}} = 0{,}355 \tag{15.199}$$

Circuitul echivalent al joncțiunii, cu pierderi, cu două porți, poate fi determinat cu ajutorul termenilor matricei repartiție S.

Impedanțele cuadripolului echivalent se deduc din matricea S prin [5, 7, 20, 21]

$$\|Z\| = (\|1\| - \|S\|)^{-1}(\|1\| + \|S\|) \tag{15.200}$$

de unde

$$Z_{11} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}^2}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \tag{15.201}$$

$$Z_{22} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}^2}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \tag{15.202}$$

$$Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}^2} \tag{15.203}$$

Determinarea termenilor S_{11}, S_{22}, S_{12} se realizează aplicînd metoda deplasării minimelor, adică pentru diverse poziții ale pistonului x_n, să se măsoare valorile factorului de undă staționară σ_n și poziția minimelor y_n.

Coeficienții de reflexie la porțile unei joncțiuni satisfac relația [5, 7, 12, 19]

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_2}{1 - S_{22}\Gamma} \tag{15.204}$$

Deoarece la ieșirea liniei de măsură există pistonul de scurtcircuit, $|\Gamma_2| = 1$, adică punctul figurativ pentru $|\Gamma_2|$ se deplasează pe cercul contur $R = 0$, al diagramei circulare. Relația $\Gamma_1 = f(\Gamma)_2$ reprezintă o transformare conformă astfel încît cercul $|\Gamma_2| = 1$ se transformă într-un cerc Γ_1. În adevăr pentru punctele $x_1, \ldots, x_n$, poziții ale pistonului de scurtcircuit la ieșire, se găsesc $y_1, \ldots, y_n$ poziții ale minimului și $\sigma_1, \ldots, \sigma_n$ factori de undă staționară, care reprezintă transformatele punctelor de pe arcul $|\Gamma_2| = 1$ figura 15.74.

Pentru determinarea celor trei impedanțe ale circuitului echivalent ar fi suficiente 3 puncte. Pentru o construcție grafică mai simplă și pentru controlul preciziei se iau 6 puncte, 3 diametral opuse celorlalte. Metoda are caracter redondant. Punctele $y_1, \ldots, y_6$ ($\sigma_1, \ldots, \sigma_6$) se așează pe cercul Γ_1, al cărui centru se determină ca în figura 15.74. Dacă precizia e bună triunghiul erorilor în determinarea centrului, rezultat al intersecției perpendicularelor ridicate pe mijlocul segmentelor dintre puncte este mic.

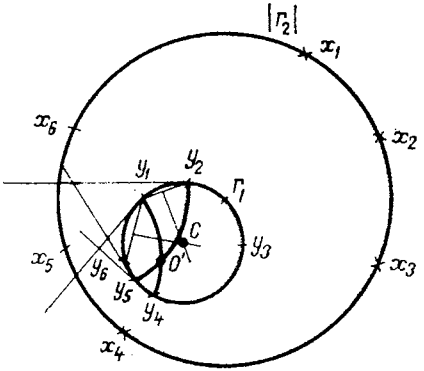


Fig. 15.74. Cercul Γ_1 transformat al cercului Γ_2.

Diametrele x_1, x_1, x_2, x_5, x_3, x_6 se transformă în arce de cerc a căror intersecție determină imaginea centrului cercului Γ_2, imagine denumită iconocentru. Se duc tangentele la cerc în punctele imagine ale capetelor unui diametru. Punctul de intersecție A este centrul cercului ce trece prin y_1 și y_4, de exemplu. În mod similar rezultă arcul de cerc y_2, y_5. La intersecția arcelor

rezultă ortocentrul O'. Întrucît adaptarea la ieșirea joncțiunii cu două porți este exprimată prin $\Gamma_2 = 0$, ceea ce corespunde centrului cercului $R = 0$ (cercul contur al diagramei circulare) se obține din 15.204:

$$\Gamma_1(\Gamma_2 = O) = \Gamma_1(O) = S_{11} \tag{15.205}$$

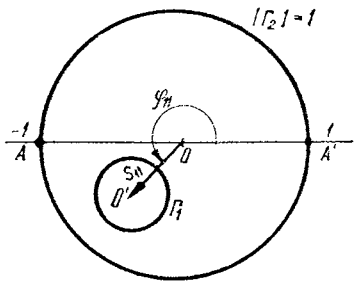


Fig. 15.75. Determinarea grafică în modul și argument al termenului S_{11}.

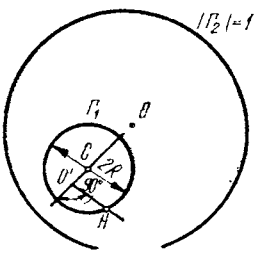


Fig. 15.76. Determinarea grafică a modulelor termenilor $|S_{22}|$ și $|S_{12}|$.

adică coeficientul de reflexie la intrare este S_{11}, cînd la ieșirea cuadripolului există adaptare, relație de definiție pentru S_{11}. În figura 15.75 este prezentată determinarea grafică, în modul și argument al termenului S_{11}.

Cum O' este imaginea centrului O al centrului mare se obține

$$\Gamma_1(O) = S_{11} = \overline{OO'} \tag{15.206}$$

adică

$$|S_{11}| = |\overline{OO'}| \tag{15.207}$$

și

$$\varphi_{11} = \arg \overline{OO'} \tag{15.208}$$

unde AA' reprezintă axa de referință a măsurii argumentelor.

Printr-un calcul simplu [7, 20, 21], se deduc de asemenea $|S_{22}|$, $|S_{12}|$ precum și φ_{22}, φ_{12}.
Astfel,

$$|S_{22}| = \frac{O'C}{R} \tag{15.209}$$

iar

$$|S_{12}| = \frac{O'H}{\sqrt{R}} \tag{15.210}$$

conform figura 15.76.

Argumentul φ_{22} este reprezentat de unghiul între $O'C$ și tangenta la arcul de cerc $A'B'$ transformatul diametrului AB fig. 15.77 iar φ_{12} se deduce din relația

$$\varphi_{12} = \frac{\alpha + \varphi_{22}}{2} \tag{15.211}$$

unde α are semnificația din figura 15.78.

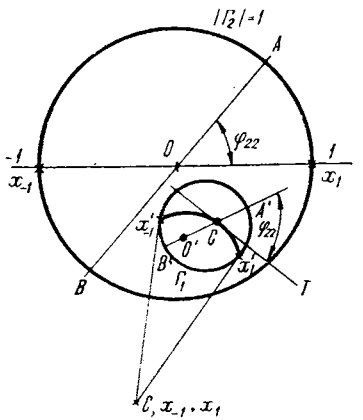


Fig. 15.77. Determinarea argumentului φ_{22}.

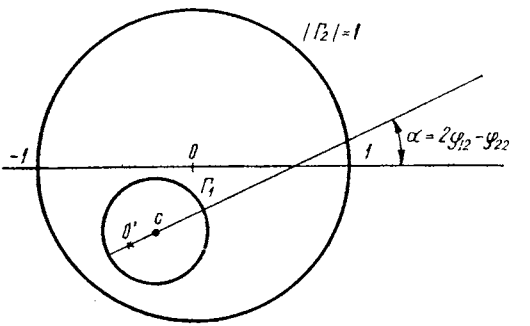


Fig. 15.78. Determinarea argumentului φ_{12} prin intermediul unghiului α.

Metoda gol-scurtcircuit

Metoda de măsură se bazează pe posibilitatea determinării impedanțelor constitutive ale unui cuadripol simetric, prin măsurarea impedanțelor de intrare Z_{ig} și Z_{is}, cînd la ieșire cuadripolul este în gol, respectiv în scurt circuit.

Din teoria cuadripolilor simetrici

$$Z_u^2 = Z_{is} Z_{ig} \tag{15.212}$$

unde, în cazul analogiei între cuadripolul simetric și tronsonul de ghid uniform, de lungime l, umplut cu materialul a cărui constantă dielectrică ε_r și conductivitate σ_c trebuiesc măsurate, Z_u este impedanța de undă corespunzătoare modului de propagare în ghidul uniform.

În cazul undei H_{10}, în ghidul dreptunghiular [7, 16, 17, 20, 21]

$$Z_u = \frac{j\omega\mu_0}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \omega^2\varepsilon_0\mu_0\varepsilon_r + j\omega\mu_0\sigma_c} \tag{15.213}$$

Întrucît impedanța de intrare se poate exprima în funcție de coeficientul de reflexie

$$Z_i = Z_{u_a} \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \tag{15.214}$$

unde Z_{u_a} este impedanța de undă a ghidului cu aer, iar Γ coeficientul de reflexie la intrare, din 15.212 rezultă

$$Z_u^2 = Z_{u_a}^2 \frac{1+\Gamma_g}{1-\Gamma_g} \frac{1+\Gamma_s}{1-\Gamma_s} \tag{15.215}$$

sau înlocuind Z_u cu valoarea sa din 16.213

$$\varepsilon_r - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 - j \frac{Z_0}{\beta_0} \sigma_c = \frac{Z_0^2}{Z_{u_a}^2} \frac{1-\Gamma_g}{1+\Gamma_g} \frac{1-\Gamma_s}{1+\Gamma_s} \tag{15.216}$$

După transformări simple, ținîndu-se seama de expresia coeficientului de reflexie Γ [7, 16]

$$\Gamma = |\Gamma| \underline{|\varphi} = \frac{\sigma+1}{\sigma-1} e^{j(2\beta x_m - \pi)} \tag{15.217}$$

unde σ e factorul de undă staționară, iar x_m poziția minimului, față de planul ce definește intrarea în ghidul cu dielectric, se obține

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2 \frac{4\sigma_g\sigma_s - (\sigma_g^2-1)(\sigma_s^2-1)\sin\varphi_g \sin\varphi_s}{[(\sigma_g^2+1)(\sigma_g^2-1)\cos\varphi_g][(\sigma_s^2+1)+(\sigma_s^2-1)\cos\varphi_s]} \tag{15.218}$$

unde

$$\varphi = 2\beta x_m - \pi \tag{15.219}$$

și deci

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right) \frac{4\sigma_g\sigma_s - (\sigma_g^2-1)(\sigma_s^2-1)\sin 2\beta x_{mg} \sin 2\beta x_{ms}}{[(\sigma_g^2+1)-(\sigma_g^2-1)\cos 2\beta x_{mg}][(\sigma_s^2+1)-(\sigma_s^2-1)\cos\beta x_{mg}]} \tag{15.220}$$

În cazul dielectricului ideal $\sigma \to \infty$ și expresia constantei dielectrice ε_r, devine

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2 \operatorname{ctg}\beta x_{mg} \operatorname{ctg}\beta x_{ms} \tag{15.221}$$

și cum

$$\varepsilon_r > 1$$

rezultă

$$\operatorname{ctg}\beta x_{mg} \operatorname{ctg}\beta x_{ms} \leqq \frac{\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2 - 1}{\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)^2} \leqq -1 \tag{15.222}$$

condiție de verificare a corectitudinii măsurătorii.

Argumentele βx_{mg}, βx_{ms} se află în două cadrane succesive, (adică produsul cotangentelor este negativ).

Conductanța σ_c are expresia

$$\sigma_c = -\frac{1}{30\lambda_0}\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_g}\right)\frac{\sigma_g(\sigma_s^2-1)\sin 2\beta x_{ms} + \sigma_s(\sigma_g^2-1)\sin 2\beta x_{mg}}{[(\sigma_g^2+1)(\sigma_s^2-1)\cos 2\beta x_{mg}][(\sigma_g^2+1)-(\sigma_s^2-1)\times\cos 2\beta x_{mg}}. \quad (15.223)$$

Metoda de măsurare prevede determinarea a două impedanțe de intrare Z_{ig}, Z_{is}, ceea ce permite, în general, determinarea a patru necunoscute reale, rezistențele și reactanțele celor două impedanțe ce caracterizează cuadripolul simetric.

Cînd se măsoară parametrii electrici ai mediului, metoda are caracter redondant. O singură măsurătoare ar fi suficientă, dar deducerea valorilor constantei dielectrice ε_r și conductanței σ_c ar fi mai dificilă.

Analogia între un ghid uniform și o linie bifilară, permite exprimarea impedanței de intrare a liniei în gol și în scurt circuit

$$Z_{ig} = Z_u \operatorname{th} \gamma l \quad (15.224)$$

$$Z_{is} = Z_u \operatorname{cth} \gamma l \quad (15.225)$$

Relația 15.212 rezultă din produsul impedanțelor $Z_{ig} \cdot Z_{is}$ (16.224) 15.225). Totodată raportul lor conduce la

$$\left(\frac{Z_{ig}}{Z_{is}}\right)^{\frac{1}{2}} = \operatorname{th}\gamma l = \left(\frac{1+\Gamma_g}{1-\Gamma_g}\cdot\frac{1-\Gamma_s}{1+\Gamma_s}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (15.226)$$

Egalitatea 15.226 pentru l dat, reprezintă o relație de verificare a rezultatelor. Metode similare se aplică pentru pături subțiri, probe de forme oarecare sau lichide cu pierderi mari și sînt completate cu metode de rezonanță.

15.4.3. MĂSURAREA IMPEDANȚELOR CU AJUTORUL CUPLORULUI DIRECȚIONAL. REFLECTOMETRUL

Cuplorul direcțional [16, 17, 20, 21] constă într-o joncțiune cu patru porți (un octopol), formată din ghid principal P și un ghid secundar S, cuplate printr-un dispozitiv de cuplaj C figura 15.79. Alimentat la poarta 1 cuplorul direcțional permite, datorită proprietăților dispozitivului de cuplaj, transmisiunea spre poarta 44'. Spre 33', în condiții date, unda electromagnetică se poate anula, cînd cuplajul are directivitate infinită, sau poate fi de intensitate mult mai mică decît unda ce se propagă spre poarta 44'.

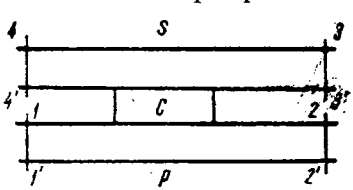


Fig. 15.79. Cuplorul direcțional ca joncțiune cu patru porți.

Diversele tipuri de culpaj cu fante, cu ghiduri sau cu pături subțiri, cu cuplaj prin fante sau prin linii cuplate sînt reprezentate în figura 15.80.

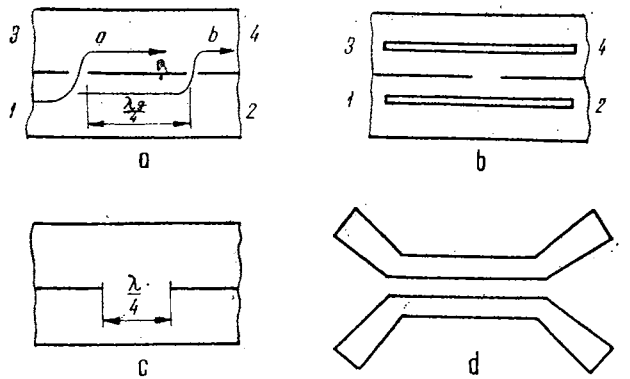


Fig. 15.80. Cuplori direcționali de diverse tipuri:
a — cu ghiduri dreptunghiulare cu fante; *b* — linii cuplate în ghid coaxial; *c* — cuplor direcțional cu cuplaj la λ/4; *d* — cuplor direcțional cu linii plate.

În figura 15.80 *a* cuplorul direcțional este realizat cu ghiduri dreptunghiulare cuplate prin fante circulare identice așezate la $\lambda_\gamma/4$. Undele ce se transmit spre poarta 4 străbat același drum și ajung în fază, iar spre poarta 3 sînt egale și defazate cu π astfel încît au rezultanta nulă. Sistemul de cuplaj este rezonant (de bandă îngustă) întrucît anularea are loc la o frecvență dată.

În figura 15.80 *b*, cuplajul direcțional este realizat cu linii cuplate în ghid coaxial; cazurile *c* și *d* reprezintă variante de cuplori cu cuplaj la λ/4 și cu linie cuplată realizată cu ghiduri plate (stripe-line) realizate cu pături subțiri.

Conectat pe o linie de măsură pe care au loc unde staționare, cuplorul direcțional poate pune în evidență unda incidentă sau unda reflectată, după sensul în care este montat pe linie.

Reflectometrul [4, 19, 24, 38] este format din o linie de măsură prevăzută cu doi cuplori direcționali conectați în sens opus, care permit măsurarea intensității undei incidente și reflectate, iar aparatul de măsură realizează raportul acestor intensități.

În figura 15.81 este reprezentată schema de principiu a unui reflectometru.

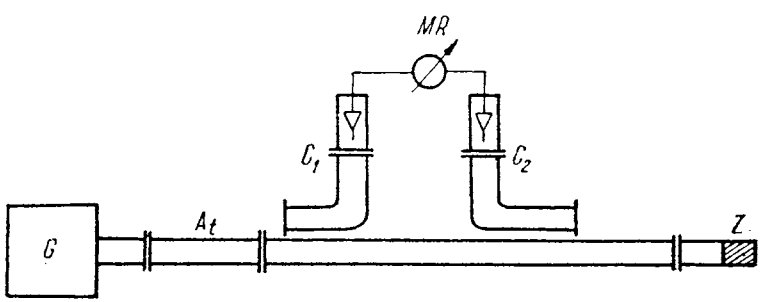


Fig. 15.81. Reflectometru. Schema de principiu.

Generatorul G alimentează prin intermediul atenuatorului variabil A, doi cuplori direcționali conectați în sens invers C_1, C_2 după care urmează sarcina Z.

Prin detectorii D_1 și D_2 se transmite măsurătorului de raport MR indicații asupra undei directe și indirecte.

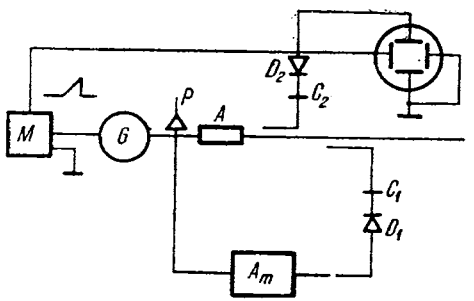


Fig. 15.82. Instalație de măsură a modulului coeficientului de reflexie în funcție de frecvența cu ajutorul osciloscopului.

Dacă intensitatea undei incidente poate fi menținută constantă devine necesar un singur cuplor direcțional de măsură a intensității undei reflectate cu ajutorul unui detector și al unui instrument indicator obișnuit, eliminîndu-se aparatul de măsură a raportului. În general, intensitatea undei directe trebuie controlată, astfel încît se folosește un cuplor direcțional de control. Se poate realiza vizualizarea pe osciloscop a curbei de variație a modulului coeficientului de reflexie $|\Gamma|$ cu frecvența f, $|\Gamma| = F(f)$.

Schema unei asemenea instalații de măsură este prezentată în figura 15.82.

Generatorul de microunde G (de exemplu cu clistron) este modulat în frecvență cu o tensiune în dinți de fierăstrău dată de modulatorul M; același semnal în dinte de fierăstrău formează baza de timp a osciloscopului și deci dă axa frecvențelor curbei $|\Gamma| = F(f)$ vizualizată.

Cuplorul direcțional C_1 pune în evidență unda incidentă. Amplitudinea acesteia este menținută constantă cu ajutorul amplificatorului A_1 și a diodei prin modulatoare P care reprezintă o sarcină variabilă funcție de intensitatea undei incidente.

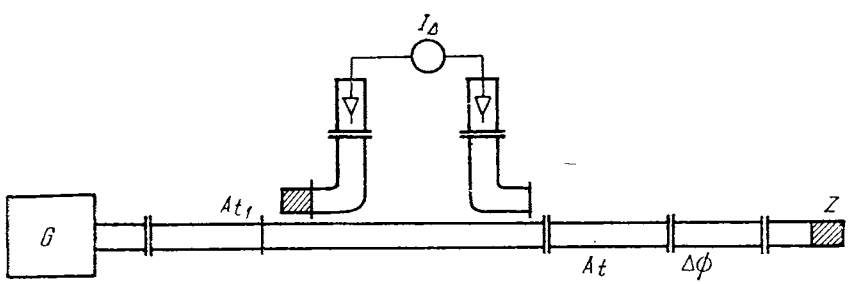


Fig. 15.83. Instalație de măsură a coeficientului de reflexie în modul și argument.

Cuplorul C_2 dă la ieșirea detectorului un semnal proporțional cu unda reflectată și întrucît unda incidentă este constantă, cu modulul coeficientului de reflexie $|\Gamma|$.

Pentru măsurarea impedanței de sarcină nu este suficientă determinarea modulului coeficientului de reflexie $|\Gamma|$, ci e nevoie și de faza acestuia. Pentru aceasta se folosește un sistem de punte ca în figura 15.83.

Dacă se realizează scurt circuit la sarcină unda directă și reflectată sînt egale și opuse ca semn astfel încît la ieșirea indicatorului I_Δ semnalul e nul.

Cînd se introduce sarcina Z se reglează atenuatorul și defazorul $\Delta\varphi$ pînă ce indicația devine nulă. Indicația atenuatorului dă coeficientul de reflexie în modul $|\Gamma|$, iar a defazorului argumentul acestuia.

Erorile date de reflectometru pot fi înlăturate, folosind de exemplu o metodă de acord.

15.4.4. MĂSURAREA IMPEDANȚEI PRIN METODE DE COMPARAȚIE

Măsurarea impedanței în microunde, prin metoda comparației, se efectuează folosind punți de măsură [1, 2, 4, 5, 19, 20, 21, 22] corespunzătoare acestui domeniu de frecvență. Aceste instalații se utilizează și pentru controlul adaptării și determinarea factorului de undă staționară.

O punte de măsură pentru microunde se compune din trei părți principale figura 15.84: generatorul 1, sistemul de echilibru sau puntea propriuzisă 2 și indicatorul de nul 3.

Generatorul este de obicei un clistron reflex, sau un generator cu semiconductori (diodă Gunn, sau diodă cu avalanșe) cu sistemul de alimentare aferent, și un atenuator pentru reducerea influenței variației sarcinei asupra stabilității de frecvență și nivelului de putere.

Indicatorul de nul cuprinde detectorul și un galvanometrul sau un amplificator de curent continuu. Dacă semnalul este modulat poate fi folosit un amplificator selectiv sau un osciloscop.

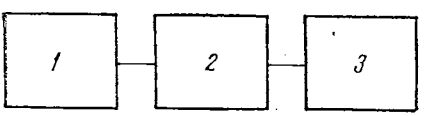


Fig. 15.84. Schema bloc a punții de măsură.

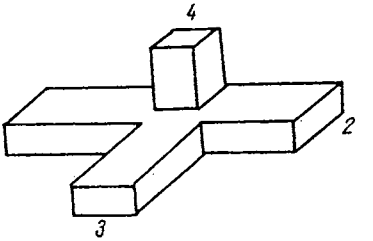


Fig. 15.85. Puntea cu joncțiune dublu T.

Puntea cu joncțiune dublu T

Joncțiunea dublu T are drept circuit echivalent un octopol adică un circuit cu patru porți figura 15.85.

În brațul 3 se lucrează cu un generator adaptat, care debitează o undă progresivă de intensitate cunoscută și considerată pentru simplitate egală cu unitatea.

Impedanța de referință se montează în brațul 2. Pentru această impedanță rezultă un coeficient de reflexie

$$\Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2} \tag{15.227}$$

unda b_2 reprezintă unda care vine spre poarta 2 și a_2 unda care pleacă. (În cazul unui generator la poarta 2 situația e inversă a_2 este incidentă și b_2 reflectată.)

Impedanța de măsurat este conectantă la poarta 1 și produce un coeficient de reflexie

$$\Gamma_1 = \frac{a_1}{b_1} \tag{15.228}$$

cu aceleași semnificații ca și în cazul porții 2.

Brațele 3 și 4 sînt adaptate și deci $S_{33} = S_{44} = 0$.

Din relația matricială [7, 12]

$$\|b\| = \|S\| \cdot \|a\| \tag{15.229}$$

rezultă:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13} \\ b_2 &= S_{12}a_1 + S_{11}a_2 - S_{13} \\ b_4 &= S_1\ (a_1 + a_2) \end{aligned} \tag{15.230}$$

Tensiunea la detector va fi exprimată prin

$$b_4 = \frac{S_{13}S_{14}(\Gamma_1 - \Gamma_2)}{(1 - S_{11}\Gamma_1)(1 - S_{11}\Gamma_2) - S_{12}^2\Gamma_1\Gamma_2} \tag{15.231}$$

Dacă impedanța de referință este adaptată

$$|b_4| = \frac{|S_{13}||S_{14}||\Gamma_1|}{|1 - S_{11}\Gamma_1|} \tag{15.232}$$

Dacă cele două impedanțe, cea de referință și impedanța de sarcină sînt egale, coeficienții de reflexie $\Gamma_1 = \Gamma_2$ și deci în condiții de simetrie a punții ($S_{11} = S_{22}$) tensiunea la indicator e nulă, chiar dacă la porțile 1 și 2 nu există adaptare. Aceasta este proprietatea fundamentală a punții dublu T. Datorită proprietății de reciprocitate se îndeplinesc aceleași condiții dacă se montează generatorul la poarta 4 și detectorul la poarta 3.

Cînd toate brațele sînt adaptate, puterea dată de generator se împarte în mod egal între brațele 1 și 2.

Puntea în dublu T cu ghiduri coaxiale

Formată dintr-o joncțiune cu patru porți are următoarele terminații:

Poarta 1 are ca sarcină conductanța caracteristică G_0; la poarta 2 se conectează admitanța de măsurat, poarta 3 se termină în scurtcircuit printr-un

piston reglabil; iar generatorul este montat la poarta 4. În brațele 1, 2, 3 sînt montate bucle de cuplaj rotitoare C_{r_1}, C_{r_2}, C_{r_3} figura 16.86.

Cele trei bucle se conectează la intrarea unei linii coaxiale ce duce la detector.

Tensiunea aplicată la intrarea brațelor 1, 2, 3 considerată la îmbinarea brațelor are aceeași valoare V. Admitanțele în aceeași secțiune sînt G_0, Y_2 și B_3, iar curenții iau valorile:

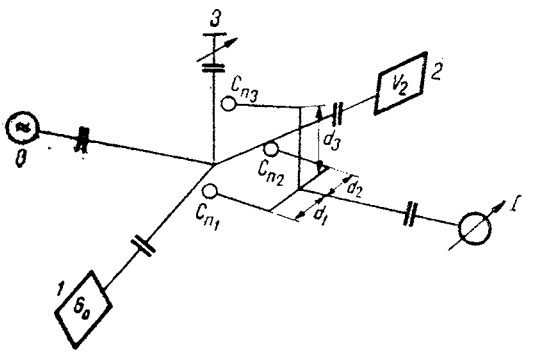


Fig. 15.86. Puntea în dublu T cu ghiduri coaxiale.

$$I_1 = \frac{V}{G_0}, \quad I_2 = \frac{V}{Y_2} \quad \text{și} \quad I_2 = \frac{V}{B_3}.$$

Cele trei bucle se află amplasate la distanțe fixe d_1, d_2, d_3. Buclele se pot roti dar nu se pot deplasa de-a lungul axului brațelor.

Buclele dau tensiuni proporționale cu cîmpul magnetic H și deci cu intensitatea curentului în dreptul buclei. Curentul din secțiunea corespunzătoare buclei poate fi exprimat în funcție de curentul de intrare și de sarcină

$$\begin{aligned} I_{d_1} &= I_1 e^{j\beta d_1} \\ I_{d_2} &= I_2 \cos \beta d_2 - jVG_0 \sin \beta d_2 \\ I_{d_3} &= I_3 \cos \beta d_3 - jVG_0 \sin \beta d_3 \end{aligned} \tag{15.233}$$

Tensiunile induse în bucle sînt proporționale cu curenții:

$$\begin{aligned} V_1 &= K_1 I d_1 = A_1 - jA_2 \\ V_2 &= K_2 I d_2 = BY_2 + jC \\ V_3 &= K_3 I d_3 = j(BB_3 - E) \end{aligned} \tag{15.234}$$

Dacă suma tensiunilor e nulă

$$V_1 + V_2 + V_3 = 0 \tag{15.235}$$

se obține

$$G_s = K_I G_0 \tag{15.236}$$

și

$$B_s = K_{II} B_3 + K_{III} \tag{15.237}$$

Se etalonează puntea astfel încît la echilibru să se determine din unghiurile de rotație rapoartele $\frac{G_s}{G_0}$ și $\frac{B_s}{B_0}$. Se lucrează în gama de frecvențe de la 50 MHz la 1 GHz; gama de măsură se situează între 10 și 250 Ω cu precizie de ordinul 10%.

15.4.5. MĂSURAREA AUTOMATĂ A IMPEDANȚEI

Instalațiile moderne de măsură a impedanței permit măsurarea automată a modulului și fazei acesteia

Dintre diversele tipuri de instalații utilizate, una din cele mai frecvente este cu 4 sonde fixe, situate la $\lambda/8$ una de cealaltă, de la care se culeg tensiuni ce se aplică plăcilor de deflexie ale osciloscopului (fig. 15.87).

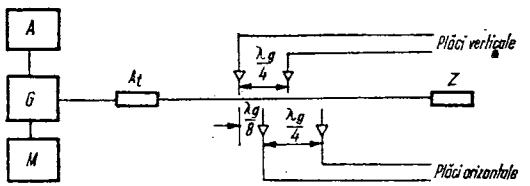


Fig. 15.87. Instalație automată de măsură a impedanței cu ajutorul a 4 sonde fixe.

Tensiunile aplicate plăcilor de deflexie ale oscilografului rezultă

$$V_h = 4\,K_1 U_0^2 |\Gamma| \cos\varphi \tag{15.238}$$

$$V_0 = 4k_2 U_0^2 |\Gamma| \sin\varphi \tag{15.239}$$

și deci tensiunea pentru deplasarea rezultantă va fi

$$V = 4\,k_3 U_0 |\Gamma| \tag{15.240}$$

corespunzătoare razei cercului de Γ constant.

În instalație se folosește un generator G, un atenuator At, sursa de alimentare A, modulator M.

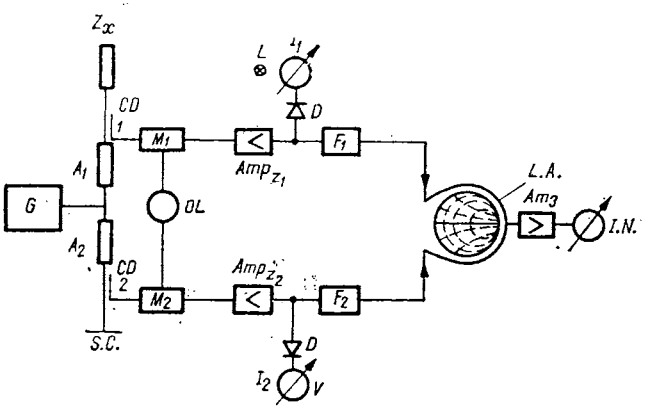


Fig. 15.88. Schema de principiu a Z — metrului.

Sistemul are desavantajul de a fi de bandă îngustă; dacă variază frecvența între sonde nu mai rămîne $\lambda/8$ și deci relațiile anterioare nu mai sînt valabile.

Z — metrul folosește două cuplaje direcționale prin care se măsoară raportul între unda directă și reflectată (figura 15.88). Generatorul G alimen-

tează prin atenuatorii A_1 și A_2 liniile terminate pe impedanța Z_x și scurt circuitul *S.C.*

Cuplorul direcțional CD_2 pune în evidență unda incidentă; după o schimbare de frecvență în mixerul M_2 și trecerea prin amplificatorul A_{m_2} și filtrul F_2 unda incidentă se aplică unei linii artificiale. Înainte de filtru prin detecție se obține o mărime proporțională cu amplitudinea și faza unei directe.

Cuplorul direcțional CD_1 pune în evidență unda reflectată, care urmează un procedeu similar cu cel descris mai sus pe brațul superior. Linia artificială *LA* servește ca element de etalonare cu ajutorul indicatorului de nul. Tensiunea corespunzătoare undei reflectate acționează asupra unui sistem cu spot luminos ce se proiectează pe diagrama circulară trasată pe un material transparent. Spotul luminos dă valoarea Z_x pe diagrama circulară, dacă s-a reglat sistemul de punere la zero (cu ajutorul liniei artificiale și a unei sonde solidare cu diagrama circulară).

15.4.6. MĂSURAREA PARAMETRILOR TRANZISTOARELOR ÎN MICROUNDE

Cuadripolul echivalent tranzistorului, poate fi determinat măsurîndu-se parametrii matricei *S*, S_{11}, S_{22}, S_{12}, S_{21}; joncțiunea cu două porți corespunzătoare tranzistorului este nereciprocă și deci $S_{12} \neq S_{21}$ [8, 26].

În schema din figura 15.89 se prezintă aparatura pentru măsurarea parametrilor S_{11} și S_{22}. De la generatorul *G* prin atenuatorul *A*, prin cuplorul direcțional CD_1 și prin linia de egalizare a fazelor L.A. se aplică intrării voltmetrului vectorial *V* unda progresivă.

De la intrarea tranzistorului, adaptat la ieșire, se transmite unda reflectată prin cuplorul direcțional CD_2 la a doua intrare a voltmetrului vectorial (vectoroscop). Etalonarea egalării fazelor se realizează conectînd în locul tranzistorului un scurt circuit și reglînd linia de egalizare a fazelor la $\lambda/2$.

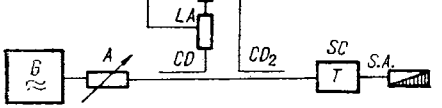


Fig. 15.89. Aparatură pentru măsurarea parametrilor S_{11} și S_{22} ai tranzistoarelor în microunde.

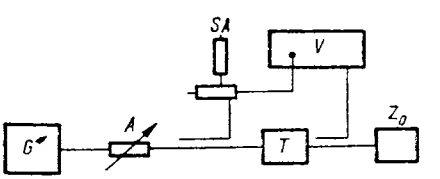


Fig. 15.90. Aparatură pentru măsurarea parametrilor S_{12} și S_{21} ai tranzistoarelor în microunde.

Întrucît la ieșire, joncțiunea cu două porți corespunzătoare tranzistorului este adaptată coeficientului de reflexie la intrare Γ_1 îndeplinește condiția

$$\Gamma_1 = S_{11} \tag{15.241}$$

Dacă se modifică sensul de conectare al cuadripolului—tranzistor se determină S_{22}. Pentru a măsura parametrii S_{12} și S_{21} se modifică instalația de măsură ca în figura 15.90.

În acest caz se măsoară unda incidentă (progresivă) la intrare și la ieșire iar raportul lor corespunde parametrului S_{21} iar S_{12} se determină schimbînd între ele intrarea și ieșirea tranzistorului.

15.4.7. ADAPTAREA CIRCUITELOR ÎN MICROUNDE

Datorită analogiei între ghidurile de undă uniforme și linia bifilară metodele cunoscute de adaptare cu trunchiuri de linii, simple sau duble sînt aplicabile și în cazul ghidurilor de undă (fig. 15.91).

În cazul *a*) suma admitanțelor la $z = l_1$ trebuie să fie egală cu admitanța de undă. În mod similar se determină grafic sau analitic adaptarea și în cazul *b*).

Adaptarea de bandă largă (în cazurile de mai sus s-a realizat o adaptare de bandă îngustă) se realizează cu transformatoare de impedanță în trepte sau cu variație continuă a secțiunii [17, 21].

Curbele universale pentru calculul adaptării ghidurilor uniforme cu placă de dielectric

Analogia între propagarea pe linie bifilară și pe ghidul de undă pentru un mod de undă dat [42] permite studiul unor sisteme de adaptare a ghidurilor de undă, ca de exemplu cel ce folosește o placă de dielectric cu pierderi mici. Recent, s-a generalizat calculul adaptării și pentru cazul [43] ghidului de undă umplut cu dielectric, prevăzut cu strat de aer.

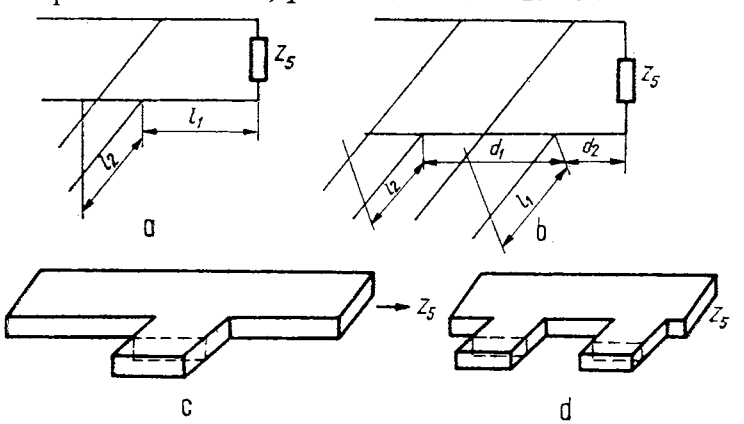


Fig. 15.91. Circuite de adaptare în microunde:
a — circuit de adaptare cu trunchi de linie; *b* — circuit de adaptare cu două trunchiuri de linie ; *c* — echivalentul cu ghid dreptunghiular a circuitului din *a*, *d* — echivalentul cu ghid dreptunghiular a circuitului din *b*.

Curbele universale pentru calculul adaptării ghidului de undă uniform, cu ajutorul unei plăci de dielectric, sînt valabile pentru orice formă a secțiunii transversale a ghidului uniform și pentru orice mod de propagare.

Într-un ghid de undă, terminat pe o sarcină oarecare $Z_s = R_s + jX_s$, iau naștere unde staționare, caracterizate prin factorul de undă staționară σ

și distanța x_m de la sarcină la primul minim de tensiune. În secțiunea corespunzătoare minimului de tensiune, impedanța de intrare este pur rezistivă și are valoarea $\frac{R_{01}}{\sigma}$ unde R_{01} este impedanța de undă (pur rezistivă) a modului dat. Linia echivalentă, în cele două cazuri, este prezentată în figura 15.92.

Alegerea liniei echivalente din figura 15.54, *b* permite simplificarea calculului și nu micșorează generalitatea rezultatelor.

Pentru a realiza adaptarea, în ghidul de undă se introduce, la distanța l_1 de sarcina $\frac{R_{01}}{\sigma}$, o placă de dielectric cu pierderi neglijabile, de constantă dielectrică ε_r și de grosime l_2 (figura 15.93).

Raportul între impedanța de undă în ghid R_{01} și rezistența de sarcină R_{sm} (rezistența de intrare în secțiunea de tensiune minimă) reprezintă factorul de undă staționară

$$\frac{R_{01}}{R_{sm}} = \sigma \qquad (15.242)$$

iar raportul între impedanța de undă în ghid pe porțiunea l_1 și pe porțiunea l_2 se notează

$$\frac{R_{01}}{R_{02}} = r_{12}. \qquad (15.243)$$

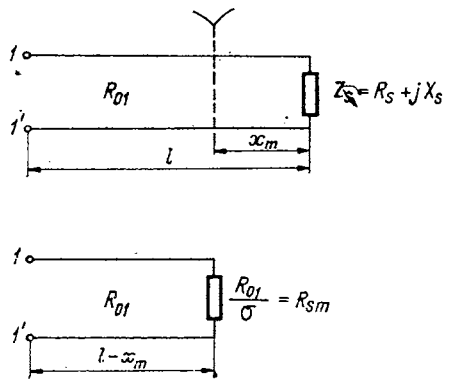


Fig. 15.92. Circuitul echivalent al liniei neadaptate:
a — sarcina montată la capăt; *b* — linia echivalentă terminată într-un minim.

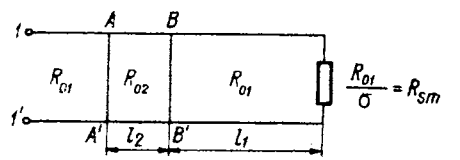


Fig. 15.93. Poziția plăcii de dielectric pentru adaptare pe linie.

Pe porțiunea de intrare, de la 11' la secțiunea AA', ghidul are impedanța de undă R_{01}.

Se exprimă impedanța de intrare $Z_{BB'}$ a liniei de lungime l_1 și apoi impedanța de intrare $Z_{AA'}$ a liniei de lungime l_2, cu sarcina $Z_{BB'}$. Condiția de adaptare este

$$R_{01} = Z_{AA'}. \qquad (15.244)$$

Notînd

$$\theta_1 = \beta_1 l_1 \qquad (15.245)$$

$$\theta_2 = \beta_2 l_2 \qquad (15.246)$$

unde β_1 și β_2 sînt constantele de fază în ghid pe porțiunile l_1 și l_2 și folosind notațiile 15.242 și 15.243 se obțin relațiile

$$\theta_1 = \operatorname{arc\,tg} \frac{r_{12}^2 - \sigma}{r_{12}^2 \sigma - 1} \qquad (15.247)$$

$$\theta_2 = \operatorname{arc\,tg} \frac{r_{12}(\sigma - 1)}{\sqrt{(r_{12}^2 \sigma - 1)(r_{12}^2 - \sigma)}}. \qquad (15.248)$$

Formulele de calcul obținute corespund cazului în care frecvența de lucru și frecvența critică sînt cunoscute, ca și constanta dielectrică ε_r a materialului, determinată simplu de exemplu, printr-o metodă de gol și scurt-circuit.

Se determină prin intermediul argumentelor θ_1 și θ_2 lungimile l_1 și l_2.

În figura 15.94 se reprezintă curbele universale $\theta_1 = f_1(r_{12})$; $\theta_2 = f_2(r_{12})$ avînd drept parametru factorul de undă staționară σ. Din relațiile 15.247 și 15.248 rezultă condițiile

$$r_{12}^2 \sigma - 1 > 0 \tag{15.249}$$

$$r_{12}^2 - \sigma > 0 \tag{15.250}$$

și

$$r_{12}^2 - 1 < 0 \tag{15.251}$$

$$r_{12}^2 - \sigma < 0 \tag{15.252}$$

ce trebuiesc îndeplinite spre a se obține soluții reale.

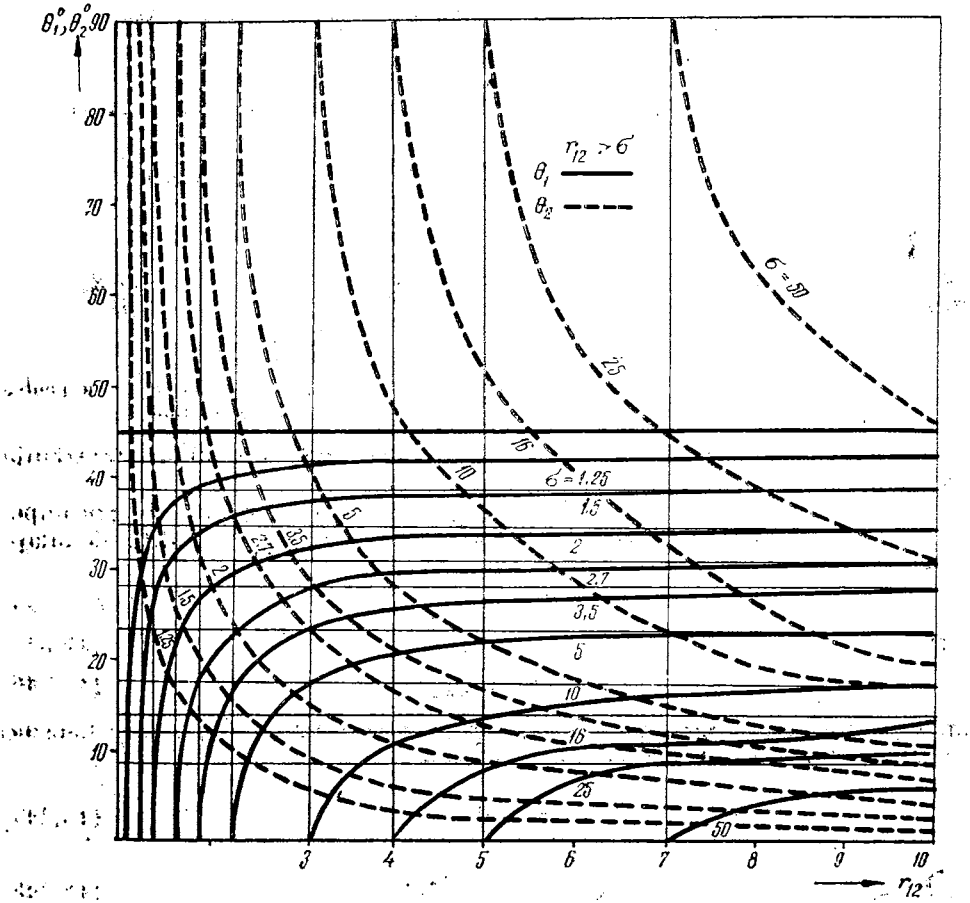


Fig. 15.94. Curbele universale de adaptare.

Factorul de undă staționară este totdeauna mai mare decît unitatea

$$\sigma > 1 \tag{15.253}$$

În cazul prim, adică pentru condițiile 15.249 și 15.250 este suficient să se satisfacă relația

$$r_{12} > \sqrt{\sigma} \tag{15.254}$$

sau

$$1 < r_{12} < \infty \tag{15.255}$$

Din 15.254 și din expresiile impedanțelor de undă R_{01} și R_{02}, rezultă (pentru modul TE)

$$\frac{\varepsilon_r - \xi^2}{1 - \xi^2} > 1 \tag{15.256}$$

unde $\xi = \frac{f}{f_c}$ reprezintă raportul între frecvența de lucru f și frecvența critică f_c.

Din 15.256 se trage concluzia

$$\varepsilon_2 > \varepsilon_1 \tag{15.257}$$

adică constanta dielectrică a mediului folosit pentru adaptare este mai mare decît aceea a mediului din restul ghidului.

Pentru modul *TM* concluziile sînt inverse, întrucît în 15.256 raportul este inversat.

Studiul diagramei universale pune în evidență unele cazuri particulare.

Cazul $r_{12}^2 = \sigma$

Referindu-ne la relațiile 15.242 și 15.243 și înlocuind în condiția impusă rezultă

$$r_{12}^2 = \sigma \tag{15.258}$$

$$\left(\frac{R_{01}}{R_{02}}\right)^2 = \frac{R_{01}}{R_{sm}} \tag{15.259}$$

adică

$$R_{sm} \cdot R_{01} = R_{02}^2 \tag{15.260}$$

În același timp

$$\theta_1 = 0 \tag{15.261}$$

și

$$\theta_2 = (2n + 1)\frac{\pi}{2} \quad n = 0, 1, 2, 3 \ldots$$

astfel încît se recunoaște în acest caz particular adaptarea cu linie în $\lambda/4$.

Cazul $r_{12} = \sigma$

Cînd este îndeplinită condiția

$$r_{12} = \sigma \tag{15.262}$$

din 15.247 și 15.248 rezultă

$$\theta_1 = \theta_2 \tag{15.263}$$

și

$$r_{12} = \sqrt{\frac{\varepsilon_r - \xi^2}{1 - \xi^2}} = \frac{\beta_2}{\beta_1} = \frac{\theta_2 l_1}{\theta_1 l_2} \tag{15.246}$$

scrisă folosind expresia constantelor de fază a cîmpului ce se propagă prin ghid

$$\beta_1 = \beta_0 \sqrt{1 - \xi^2} \tag{15.265}$$

$$\beta_2 = \beta_0 \sqrt{\varepsilon_r - \xi^2} \tag{15.266}$$

Din 15.264 și 15.262 se obține

$$\sigma = \frac{l_1}{l_2} \tag{15.267}$$

Din 15.262 se trage concluzia

$$R_{02} = R_{em} \tag{15.268}$$

ceea ce conduce la circuitul echivalent reprezentat în figura 15.95.

Dacă o linie fără pierderi, de rezistența caracterisitică R_{01} terminată pe rezistența R_{02}, se conectează cu o linie de rezistență caracteristică R_{02} și lungimile celor două linii sînt proporționale cu rezistențele lor caracteristice impedanța de intrare a ansamblului este rezistența caracteristică R_{01}.

Cazul $r_{02} < \frac{1}{\sqrt{\sigma}}$

Din condițiile 15.251 și 15.252 rezultă că este suficient să fie îndeplinită relația

$$r_{12} < \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \tag{15.269}$$

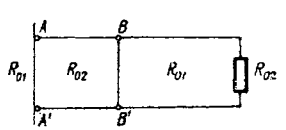


Fig. 15.95. Circuitul echivalent al liniilor de impedanță. Caracteristica R_{01}, R_{02}.

adică

$$0 < r_{12} < 1 \tag{15.270}$$

Pentru modul TE rezultă

$$\frac{\varepsilon_r - \xi^2}{1 - \xi^2} < 1 \tag{15.271}$$

și deci

$$\varepsilon_2 < \varepsilon_1 \tag{15.272}$$

Acest caz corespunde celui prezentat și de Kelly cînd în ghid există un dielectric și în locul plăcuței există un spațiu cu aer. Curbele universale pentru

$$r_{12} > \sqrt{\sigma}$$

pot fi folosite și în cazul

$$r_{12} < \frac{1}{\sqrt{\sigma}} \tag{15.273}$$

folosind transformarea

$$R_{12} = \frac{1}{r_{12}} \tag{15.274}$$

Introducînd 15.274 în 15.247 și 15.248, rezultă că θ_2 nu se modifică, iar θ_1 se transformă în complementul său.

În continuare se prezintă unele rezultate experimentale și concluzii.

Un ghid dreptunghiular cu dimensiunile secțiunii $a = 3{,}5$ cm $b = 1{,}5$ cm lucrînd la $\lambda_0 = 3{,}96$ cm, pe unda H_{10}, a fost lăsat deschis la capăt să radieze. A rezultat $\sigma = 1{,}5$ și $x_m = 0{,}7$ cm. Cu o placă de dielectric cu $\varepsilon_r = 2{,}5$, folosind curbele universale s-a găsit $l_1 = 0{,}5$ cm și $l_2 = 0{,}2$ cm. Factorul de undă staționară a scăzut la $\sigma_0 = 1{,}07$. Cu o joncțiune în T, în același ghid, s-a obținut $\sigma = 2{,}5$ și $x_m = 1{,}25$ cm. Cu același dielectric, au rezultat distanțele $l_1 = 2{,}4$ mm și $l_2 = 3{,}6$ mm. Factorul de undă staționară a scăzut la $\sigma_0 = 1{,}06$.

Sistemul de adaptare este de bandă îngustă.

15.4.8. DIAGNOSTICUL PLASMEI

Studiul proprietăților plasmei a devenit, în ultimele două decenii, o preocupare fundamentală a unui mare număr de cercetători datorită, atît interesului științific prezentat de acest domeniu al fizicii cît și aplicațiilor sale în diverse ramuri ale tehnicii [46, 47, 48]. Pentru magnetohidrodinamică, propulsia navelor cosmice, radiocomunicații, radioastronomie, tehnică nucleară problema proprietăților electrice ale plasmei are o importanță deosebită.

Plasma este un mediu anizotrop, neliniar, neomogen, dispersiv, rezonant și cu pierderi.

Pentru a simplifica studiul se folosește un model ce consideră plasma infinită și uniformă, sub forma unui fluid continuu și staționar, format din ioni și molecule neutre, printre care electronii se mișcă fără frecare, executînd ciocniri elastice.

Măsurarea parametrilor electrici ai plasmei se realizează și prin măsurarea, impedanței de intrare Z a unui ghid uniform umplut cu plasmă, prezentată în paragrafele anterioare.

Pentru a deduce valoarea constantei dielectrice ε_r și conductivității σ_e pentru plasmă, trebuie să fie cunoscute relațiile între impedanța de intrare Z_i, constanta dielectrică ε_r și conductivitatea σ_e.

Ecuația de mișcare a electronului în plasmă are forma

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = -eE \tag{15.275}$$

unde m reprezintă masa electronului;
e — sarcina electronului;
x — deplasarea electronului;
E — cîmpul electric datorit creșterii locale a densității electronilor.

Considerînd cîmpul de inducție D proporțional, densitatea superficială de sarcină, este

$$D = nex \tag{15.276}$$

iar cîmpul electric ia valoarea

$$E = \frac{nex}{\varepsilon_0} \tag{15.277}$$

și deci ecuația de mișcare devine

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{ne^2}{\varepsilon_0}x = 0 \tag{15.278}$$

cu soluția

$$x = A\cos(\omega_p t + \varphi) \tag{15.279}$$

Electronul oscilează în jurul poziției de echilibru, executînd o mișcare armonică, cu frecvența

$$f_p = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{ne^2}{\varepsilon_0 m}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{15.280}$$

denumită frecvența plasmei.

La densități electronice $n = 10^{12}-10^{14}$ electroni pe centimetru cub, corespund frecvențe cuprinse între 10 GHz și 100 GHz adică lungimi de undă de ordinul $\lambda = 3$ cm—3 mm (domeniul microundelor). Variația frecvenței plasmei în funcție de densitatea electronilor este prezentată în figura 15.96 corespunzătoare a relației (15.280) sub forma

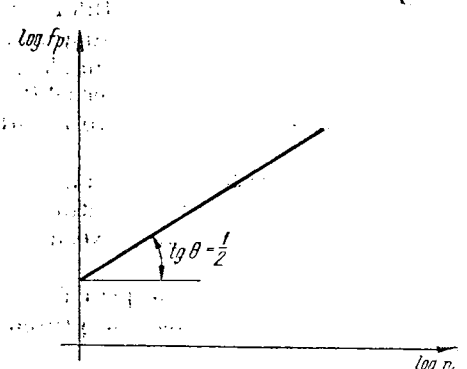


Fig. 15.96 Variația frecvenței plasmei în funcție de densitatea electronilor.

$$f_{p\,\mathrm{Hz}} = 8\,979\, n^{\frac{1}{2}} \tag{15.281}$$

Dacă asupra plasmei se aplică o undă electromagnetică cîmpul electric total devine

$$E_x = \frac{m\omega^2 x}{e} \tag{15.282}$$

unde ω este pulsația undei electromagnetice. Relația (15.282) s-a obținut din ecuația de mișcare.

Densitatea de curent este

$$J_x = -ne\frac{dx}{dt} = -j\omega ne\delta = -j\frac{\omega p}{\omega}\varepsilon_0 E_x \tag{15.283}$$

Se constată că J_x reprezintă un curent de deplasare echivalent; la acesta se adaugă curentul de deplasare din spațiul liber

$$J_{x_i} = j\omega\varepsilon_0\left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}\right)E_x \tag{15.284}$$

de unde rezultă constanta dielectrică a plasmei

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{f_p^2}{f^2} \tag{15.285}$$

În figura 15.97 se reprezintă variația constantei dielectrice ε_r în funcție de raportul $\frac{f_p}{f}$ sau de f.

Constanta de propagare prin plasmă a undei electromagnetice plane devine

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2} \tag{15.286}$$

Se disting trei cazuri

● Frecvența de lucru f este mai mică decît frecvența plasmei f_p, $f \ll f_p$.

Nu există propagare în plasmă. Constanta de atenuare are expresia

$$\alpha = \frac{2\pi f}{c}\sqrt{\left(\frac{f_p}{f}\right)^2 - 1} \tag{15.287}$$

Dacă $\frac{f_p}{f} \gg 1$

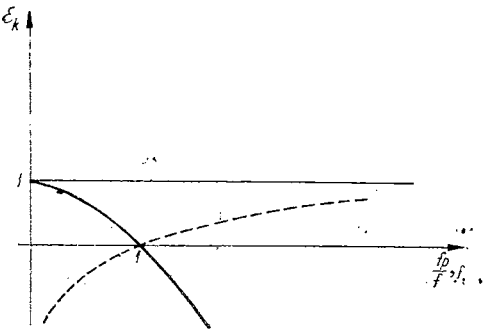


Fig. 15.97. Variația constantei dielectrice ε_r în funcție de $\frac{f_p}{f}$ (linia continuă) sau de f (linia punctată).

$$\alpha = \frac{2\pi f_p}{c} \tag{15.288}$$

● Frecvența de lucru f este egală cu frecvența plasmei f_p, $f = f_p$. Constanta de propagare e nulă.

● Frecvența de lucru f este mai mare decît frecvența plasmei f_p, $f \gg f_p$. Are loc propagarea cu constanta de propagare

$$\beta_p = \beta_0\sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2} \tag{15.289}$$

iar impedanța de undă este

$$Z_u = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2}} \tag{15.290}$$

Plasma se comportă ca un mediu dispersiv.

Viteza de fază este

$$v_\varphi = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2}} \tag{15.291}$$

iar viteza de grup

$$v_g = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2} \tag{15.292}$$

și deci $v_\varphi v_g = c_0^2$

Lungimea de undă în plasmă este

$$\lambda_p = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_p}{f}\right)^2}} \tag{15.293}$$

În cazul plasmei reale ecuația de mișcare a electronului ia forma

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + m\omega_q \frac{dx}{dt} + eE = 0 \tag{15.294}$$

unde termenul $m\omega_q \frac{dx}{dt}$ corespunde unei forțe echivalente de frecare, rezultat al ciocnirii electronilor cu ionii pozitivi și moleculele neutre.

În acest caz rezultă că

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{p^2}{1 + q^2} \tag{15.295}$$

$$\sigma = \frac{p^2}{1 + q^2} \omega_q \varepsilon_0 \tag{15.296}$$

unde

$$p = \frac{f_p}{f}$$

și

$$q = \frac{f_q}{f}$$

Măsurînd constanta dielectrică ε_r și conductivitatea σ se deduc frecvențele f_p și f_q și de aici se calculează de exemplu densitatea electronică a plasmei și frecvența ciocnirilor.

La frecvențe joase

$$p \gg q \gg 1$$

și

$$\varepsilon_r = -\frac{p^2}{q^2} \tag{15.297}$$

și

$$\sigma = \frac{p^2}{q^2} \omega_q \varepsilon_0 \tag{15.298}$$

sau

$$\sigma = |\varepsilon_r| q\omega\varepsilon_0 = q \cdot \omega\varepsilon \tag{15.299}$$

și deci

$$\sigma \gg \omega\varepsilon_0$$

astfel încît plasma la frecvenţe joase se comportă ca un conductor. De aici rezultă

$$\alpha = \beta = \frac{2\pi}{c_0} \frac{f_p}{f^{\frac{1}{2}}} f^{\frac{1}{2}} \tag{15.300}$$

În general ε_r şi σ se măsoară prin metoda gol-scurtcircuit sau prin metoda directă (măsurarea impedanţei de intrare cu scurtcircuit).

15.5 MĂSURAREA PARAMETRILOR REZONATORILOR ELECTROMAGNETICI

15.5.1. CARACTERISTICILE REZONATORILOR ELECTROMAGNETICI

Rezonatorul electromagnetic reprezintă un domeniu delimitat de o suprafaţă de puternică discontinuitate a parametrilor electrici ai mediului cu pierderi mici.

În domeniul dat, poate avea loc fenomenul de rezonanţă, adică de variaţie armonică în timp a energiei cîmpului electric şi magnetic. Cîmpurile sînt decalate cu $\frac{\pi}{2}$ iar suma energiilor rămîne constantă, dacă sistemul este fără pierderi.

Rezonatorii electromagnetici sînt de tipul:

- rezonatori închişi;
- rezonatori deschişi;

după cum în exteriorul domeniului ce defineşte rezonatorul există sau nu cîmp electromagnetic, în ipoteza excitaţiei interne şi a sistemului ideal (fără pierderi).

Rezonatorul electromagnetic închis corespunde unei cavităţi rezonante cu pereţii metalici, consideraţi perfect conductori). În pereţii perfect conduc-

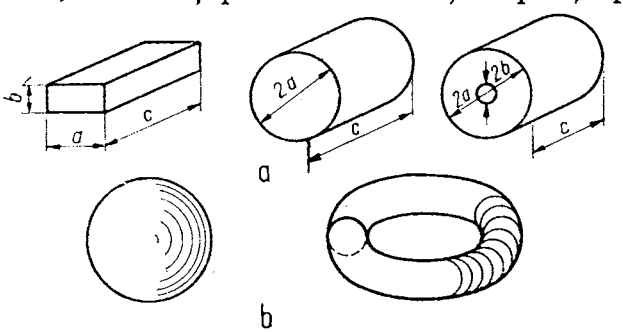


Fig. 15.98. Cavităţi rezonante:
a — provenite din ghid uniform, dreptunghiular, cilindric, coaxial; *b* — sferică, toroidală.

tori cîmpul electromagnetic e nul; cînd are loc o excitaţie internă, cîmpul electromagnetic se produce numai în interiorul cavităţii.

Cavităţile rezonante provin dintr-un ghid uniform (paralelipipedice, cilindrice, coaxial) sau nu provin din ghidul uniform (cavitatea sferică, toroidală etc.) (fig. 15.98).

Rezonatorii electromagnetici deschiși sînt formați din dielectrici cu permitivitate mare sau sînt de tipul Fabry-Perot, constituiți din plăci metalice paralele așezate la distanță mare în raport cu lungimea de undă de la rezonanță. Rezonatorul deschis Fabry-Perot este prezentat în figura 15.99 distanța între plăci fiind $p\lambda/2$, unde p este de ordinul miilor. Există și alte tipuri de rezonatori deschiși de exemplu cu oglinzi confocale [28].

Definițiile și clasificarea de mai sus sînt elaborate în condiții idealizate. În realitate un rezonator electromagnetic trebuie să aibă o poartă de acces pentru a se asigura aplicarea semnalului de microunde.

În acest caz rezonatorul are drept echivalent un dipol caracterizat prin impedanța la intrare. Cînd rezonatorul are și o poartă de ieșire, de exemplu pentru conectarea unui detector, circuitul său echivalent corespunde unui cuadripol.

Rezonatorii reali au evident totdeauna pierderi.

Rezonatorii electromagnetici au un număr teoretic infinit de frecvențe de rezonanță corespunzătoare modurilor de oscilație. Circuitul echivalent, dipol sau cuadripol al unui rezonator electromagnetic, este valabil pentru un mod de oscilație dat, adică în jurul unei frecvențe de rezonanță date.

Frecvențele de rezonanță ale unui rezonator electromagnetic ideal formează un spectru discret (fig. 15.100).

În cele ce urmează ne vom ocupa în special de cavități rezonante; concluziile pot fi extinse fără dificultăți și asupra rezonatorilor electromagnetici.

Parametrii fundamentali

Parametrii fundamentali ai unei cavități rezonante sînt:

- frecvența de rezonanță;
- factorul de calitate;
- impedanța la rezonanță.

Acești trei parametri permit determinarea circuitului rezonant echivalent pentru un mod de oscilație dat.

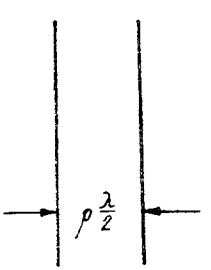


Fig. 15.99. Rezonatorul Fabry-Perot.

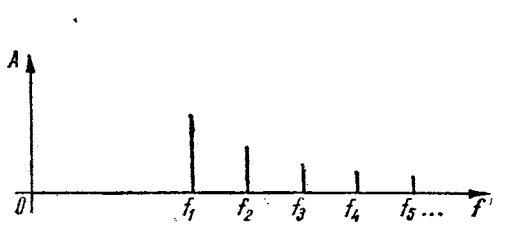


Fig. 15.100. Spectrul frecvențelor de rezonanță a unei cavități.

Frecvența de rezonanță se calculează cu ajutorul metodei reflexiilor pentru cavitățile ce provin din ghiduri uniforme [59—64] sau pornind de la ecuațiile lui Maxwell în general. În cazul cavităților rezonante ce provin dintr-un ghid uniform, condiția de anularea cîmpului electric tangențial la peretele $z = c$, conduce la

$$\beta_{\varepsilon_0} c = p\pi \qquad (15.301)$$

unde

$$\beta_{g_0}^2 = \omega_0^2 \varepsilon_0 \mu_0 - k^2 \tag{15.302}$$

reprezintă constanta de defazare în ghid la frecvența de rezonanță, $\beta_{g_0} = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}}$, λ_{g0} fiind lungimea de undă în ghid la frecvența de rezonanță,

$\omega_0 = 2\pi f_0$ este pulsația la rezonanță, iar f_0 frecvența la rezonanță;

ε_0, μ_0 reprezintă permitivitatea, respectiv permeabilitatea aerului din interiorul cavității.

Dacă în interiorul cavității este un dielectric atunci $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ și $\mu = \mu_0 \mu_r$

c lungimea cavității;

k numărul de undă;

p un număr întreg $p = 1, 2, 3 \ldots$

Din (15.302) și (15.301) se obține

$$f_0 = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{k^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \tag{15.303}$$

unde $c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8$ m/s reprezintă viteza luminii în spațiul liber.

Din (15.303) se obține pentru cavitatea paralelipipedică

$$f_0 = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \tag{15.304}$$

și întrucît pentru ghidul cilindric [59—64] $k = \frac{\rho_{n,m}}{a}$ în cazul undei E și $k = \frac{\rho'_{n,m}}{a}$ în cazul undei H

unde $\rho_{n,m}$ și $\rho'_{n,m}$ sînt rădăcinile de ordinul m al funcției Bessel de speța întîia, ordinul n și respectiv al derivatei acesteia, rezultă frecvența de rezonanță a cavității cilindrice pentru modul de oscilație E

$$f_0 = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\rho_{n,m}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \tag{15.305}$$

și frecvența de rezonanță a cavității cilindrice pentru modul de oscilație H

$$f_0 = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{n,m}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \tag{15.306}$$

Indicii n, m, p precizează ordinul modului de oscilație.

În tabelul 15.2 se prezintă expresiile frecvențelor de rezonanță pentru cîteva tipuri de cavități.

Tabelul 15.2

Frecvența de rezonanță a cavităților rezonante

Cavitate paralelipipedică de dimensiuni a, b, c	
Mod de oscilație $TE_{m,n,p}$ și $TM_{m,n,p}$	$f_0 = \frac{c_0}{2}\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2}$
Cavitate cilindrică de rază a și lungime c	
Mod de oscilație $TM_{m,n,p}$	$f_0 = \frac{c_0}{2}\sqrt{\left(\frac{\rho_{m,n}}{a}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2}$
Mod de oscilație $TE_{m,n,p}$	$f_0 = \frac{c_0}{2}\sqrt{\left(\frac{\rho'_{m,n}}{a}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2}$
Cavitate coaxială de lungime c	
Mod de oscilație $TEMp$	$f_0 = \frac{c_0}{2}\cdot\frac{p}{c}$

Factorul de calitate se definește, sub formă generală, pe bază energetică, pornind de la expresia factorului de calitate pentru un circuit rezonant cu constante concentrate

$$Q = \frac{\frac{1}{2}\omega LI^2}{\frac{1}{2}2RI^2} = \frac{\omega W}{P_p} = \frac{2\pi W}{P_p T} \tag{15.307}$$

adică factorul de calitate reprezintă raportul între energia totală înmagazinată în circuitul rezonant și energia disipată într-o perioadă, înmulțit cu 2π.

În cavitatea rezonantă energia W și puterea P_p, pot fi calculate în funcție de componentele cîmpului magnetic

$$W = \frac{1}{2}\iiint \mu_0 H_\varphi^2 \mathrm{d}v \tag{15.308}$$

iar puterea pierdută în pereți are expresia

$$P = \frac{1}{2}R_M \iint H_\tau^2 \mathrm{d}s \tag{15.309}$$

astfel încît

$$Q = \frac{\frac{1}{2}\omega_0\mu_0 \iiint H_\varphi^2 \mathrm{d}v}{\frac{1}{2}R_M \iint H_\tau^2 \mathrm{d}s} \tag{15.310}$$

unde H_τ reprezintă componenta tangențială a cîmpului magnetic la perete, iar R_M rezistența în metal

$$R_M = \frac{1}{\delta\sigma} \tag{15.311}$$

unde σ reprezintă conductivitatea peretelui metalic, iar δ adîncimea de pătrundere

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \tag{15.312}$$

Din relația 15.311

$$\frac{\omega_0\mu_0}{R_M} = \frac{2}{\delta} \tag{15.313}$$

și expresia factorului de calitate devine

$$Q = \frac{2}{\delta}\frac{\iiint H_\eta^2 \, dv}{\iint H_\tau^2 \, ds} \tag{15.314}$$

În tabelul 15.3 se prezintă expresia factorului de calitate pentru diferite cavități.

Tabelul 15.3

Factorul de calitate al cavităților rezonante

Cavitatea paralelipipedică de dimensiuni a, b, c

Modul de oscilație

$TE\ m, n, p$

$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta}\frac{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]\left[\left(\frac{m}{n}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2\right]^{3/2}}{\frac{1}{b}\left\{\left(\frac{m}{a}\right)^2\left(\frac{p}{c}\right)^3+\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]^2\right\}+\frac{1}{a}\left\{\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2+\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]+\cdots\right.}$$
$$\left.\cdots+\frac{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2\right]^{2/3}}{\frac{1}{c}\left(\frac{p}{c}\right)^2\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]}\right\}$$

Modul de oscilație

$TM\ m, n, p$

$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta}\frac{\frac{1}{4}\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2\right]\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{p}{c}\right)^2\right]^{3/2}}{\left(\frac{m}{a}\right)^2\left(\frac{1}{a}+\frac{1}{c}\right)^3+\left(\frac{n}{b}\right)^2\left(\frac{1}{b}+\frac{1}{c}\right)^3}$$

Tabelul 15.3 (continuare)

Cavitatea cilindrică de rază a și lungime c

Mod de oscilație

$TM\ m, n, p$

$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} \frac{\rho_{m,n}}{2\pi} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{p\pi a}{c\rho_{m,n}}\right)^2}}{1 + \frac{2a}{c}}$$

Mod de oscilație

$TE\ m, n, p$

$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} \frac{\rho'_{m,n}}{2\pi} \frac{\left[1 - \frac{n}{\rho'_{m,n}}\right]^2 \left[1 + \left(\frac{c\rho'_{m,n}}{p\pi a}\right)^2\right]^{3/2}}{1 + \left(\frac{p\pi}{2\rho'_{m,n}}\right)^2 \left(\frac{2a}{c}\right)^3 + \left(\frac{p\pi a}{c\rho'_{m,n}}\right)^2 \left(\frac{n}{\rho'_{m,n}}\right)^2}$$

Mod de oscilație

TE_{101} (H_{101})
$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} 1{,}64 \frac{\left[1 + 0{,}67 \left(\frac{a}{c}\right)^2\right]^{3/2}}{1 + 1{,}34 \left(\frac{a}{c}\right)^3}$$

TM_{100} (E_{100})
$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} \frac{1}{2{,}61} \frac{1}{1 + \frac{a}{c}}$$

TM_{101} (E_{101})
$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} \frac{1}{2{,}61} \frac{\sqrt{1 + 1{,}7 \left(\frac{a}{c}\right)^2}}{1 + \frac{2a}{c}}$$

TM_{111}
$$Q = \frac{\lambda_0}{\delta} \frac{1}{1{,}64} \frac{\sqrt{1 + 0{,}67 \left(\frac{a}{c}\right)^2}}{1 + \frac{2a}{c}}$$

Impedanța la rezonanță devine o rezistență pură. Valoarea ei ca și tipul de circuit rezonant (serie sau derivație) echivalent depinde de modul în care se realizează cuplajul cu cavitatea. Dacă acesta se realizează într-un punct de cîmp electric maxim și cîmp magnetic minim impedanța e maximă; impedanța e minimă cînd cuplajul se realizează într-un punct de cîmp magnetic maxim și cîmp electric minim.

Circuitul echivalent

Cavitatea rezonantă este un circuit cu constante distribuite.

Parametrii ce îi caracterizează funcționarea sînt: frecvența de rezonanță f_0, factorul de calitate propriu Q_0 și impedanța la rezonanță R.

Dacă R are o valoare mare (maxim la rezonanță) circuitul echivalent este de tipul derivației pentru care

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{15.315}$$

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{r_s} \tag{15.316}$$

$$R = \frac{L^2\omega_0^2}{r_s} \tag{15.317}$$

Întrucît f_0, Q_0, și R pot fi calculate sau măsurate, se pot deduce parametrii circuitului derivație echivalent.

Astfel

$$r_S = \frac{R}{Q_0^2} \tag{15.318}$$

$$C = \frac{Q_0}{R\omega_0} \tag{15.319}$$

$$L = \frac{R}{Q_0\omega_0} \tag{15.320}$$

În cazul circuitului serie

$$r_S = R \tag{15.321}$$

$$L = \frac{Q_0 R}{\omega_0} \tag{15.322}$$

$$C = \frac{1}{Q_0\omega_0 R} \tag{15.323}$$

Pentru circuitul serie se consideră alimentarea cu un generator de tensiune constantă (rezistență internă nulă), iar pentru circuitul derivație un generator de curent (rezistență internă infinită).

În cazurile reale se va ține seama de influența rezistenței interne a generatorului și a cuplajului cu cavitatea.

Circuitul echivalent al cavității rezonante este valabil pentru un plan de referință ales (de obicei la flanșe). În circuitul echivalent se va include efectul cuplajului și al liniei ce leagă cavitatea de linia de măsură.

Se alege de obicei drept plan de referință planul corespunzător unui minim de tensiune, cu circuitul complet dezacordat. Deplasarea planului de referință cu $\frac{\lambda_g}{4}$ transformă impedanța circuitului în inversul ei, (fig. 15.101 și 15.102).

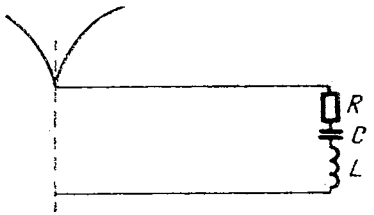


Fig. 15.101. Așezarea planului de referință la un minim de tensiune.

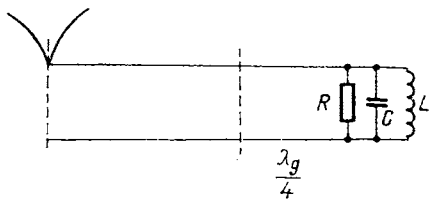


Fig. 15.102. Deplasarea planului de referință cu $\frac{\lambda_g}{4}$, transformă impedanța raportată în universul ei.

În cazul unei cavități rezonante cu o singură poartă figura 15.103 *a* circuitul echivalent este prezentat în figura 15.103 *b* sub forma circuitelor cuplate magnetic. Ele pot fi prezentate sub forma circuitului echivalent la primar figura 15.103 *c* sau la secundar figura 15.103 *d*.

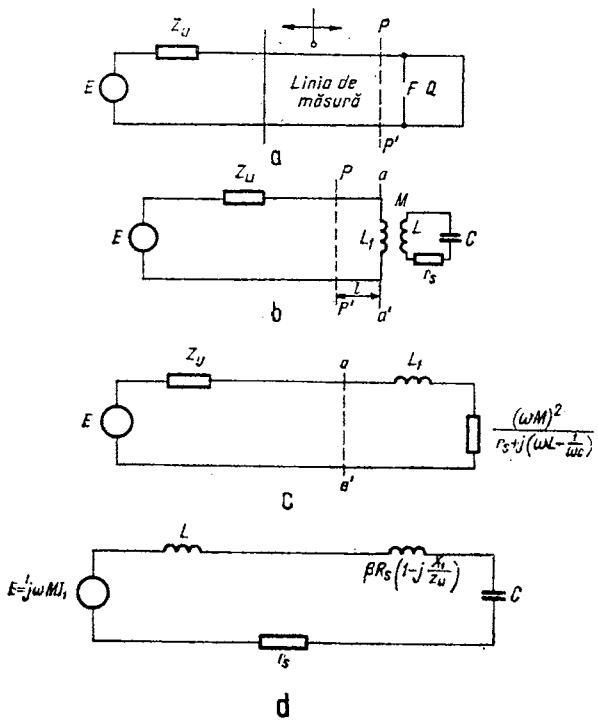


Fig. 15.103. Circuitul echivalent al cavității cuplate cu linia:

a — linia de măsură și cavitatea rezonantă delimitată de planul de referință *PP'*; *b* — circuitul echivalent cu cuplaj magnetic; *c* — circuitul echivalent la primar; *d* — circuitul echivalent la secundar.

În cazul raportării la secundar impedanța introdusă în circuitul rezonatorului este

$$Z = \frac{\omega^2 M^2}{Z_u + j\omega L_1} \tag{15.324}$$

sau

$$Z_u = \frac{\omega^2 M^2}{Z_u} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega L_1}{Z_u}\right)^2} \left(1 - j\frac{\omega L_1}{Z_u}\right) \tag{15.325}$$

Notînd $X_1 = \omega L_1$ și

$$\beta = \frac{\omega^2 M^2}{Z_u r_s} \frac{1}{1 + \left(\frac{x_1}{Z_u}\right)^2} \tag{15.326}$$

se deduce

$$Z = \beta r_s \left(1 - j\frac{X_1}{Z_u}\right) \tag{15.327}$$

iar factorul de calitate în sarcină

$$Q_s = \frac{Q_0}{1 + \beta} \tag{15.328}$$

În mod similar se determină circuitul echivalent al cavității cu două porți.

Curba de rezonanță

Dacă unei cavități rezonante i se aplică un impuls scurt rezultă oscilații în regim liber. Energia în cavitate scade datorită pierderilor în pereți, după legea

$$W = W \cdot e^{-2\alpha t} \tag{15.329}$$

unde α este constanta de atenuare în timp.

Variația în timp a energiei reprezintă puterea pierdută

$$-\frac{dW}{dt} = -2\alpha W \tag{15.330}$$

sau

$$P_p = 2\alpha W \tag{15.331}$$

de unde

$$\alpha = \frac{P_p}{2W} \tag{15.332}$$

Factorul de calitate fiind definit prin (15.307) rezultă

$$\alpha = \frac{\omega_0}{2Q_0} \tag{15.333}$$

și deci cîmpul electric variază în cavitate după legea

$$E = E_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q_0}t} e^{j\omega_0 t} \tag{15.334}$$

Transformata Fourier a semnalului $E = E(t)$ are forma

$$E(j\omega) = \int_0^\infty E_0 e^{-\frac{\omega_0}{2Q_0}t} e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega t}\, dt \tag{15.335}$$

care conduce la

$$\frac{|E(j\omega)|}{E_0 \frac{2Q_0}{\omega_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2\left[\frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}\right]^2}} \tag{15.336}$$

ceea ce reprezintă curba de rezonanță a cavității. Este satisfăcută condiția la 3 dB

$$Q = \frac{\omega_0}{2(\omega - \omega_0} = \frac{f_0}{B} \tag{15.337}$$

Se poate stabili și o relație între factorul de calitate și constanta de atenuare a liniei din care provine cavitatea [19]. Constanta de atenuare în regim liber în cavitate este α^{Nep}/s; în schimb constanta de atenuare pe linie este α^{Nep}/m.

Influența pierderilor în pereți, prezența modurilor superioare și relația între α_t și α_z au fost studiate de J. J. Gustincic [71].

Factorul de calitate în gol, în sarcină și exterior

Fie un circuit derivație echivalent (fig. 15.104) a cărui impedanță la rezonanță este R. Cuplajul are rezistența de pierderi R_S iar generatorul impedanța internă Z_u.

Factorul de calitate în gol Q_{00} (propriu) se definește, ținînd seama de puterea pierdută în rezistența R. Factorul de calitate în acest caz este

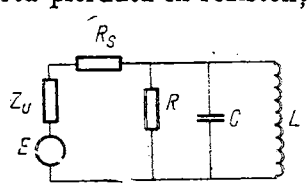


Fig. 15.104. Circuitul derivației echivalent cavității rezonante.

$$Q_{00} = \frac{\frac{1}{2}\omega C V^2}{\frac{1}{2}\frac{V^2}{R}} = C\omega R. \tag{15.338}$$

Factorul de calitate ce ține seama de efectul disipativ al cuplajului, Q_0, deci de puterea pierdută în rezistența R_s, se deduce ținînd seama că

$$W = \frac{1}{2} C V^2 \tag{15.339}$$

și

$$P = \frac{1}{2}\left[\frac{V^2}{R} + \frac{V^2 R_s}{(R_s + Zu)^2}\right] \tag{15.340}$$

şi deci

$$Q_0 = \omega C \Big/ \left(\frac{1}{R} + \frac{R_s}{(R_s + Zu)^2}\right) \tag{15.341}$$

Factorul de calitate în sarcină Q_s, ţine seama de rezistenţa echivalentă formată de $Z_u + R_s$ în paralel cu rezistenţa R
şi deci

$$Q_s = \omega C \frac{R(R_s + Z_u)}{R + R_s + Z_u} \tag{15.342}$$

Cuplajul liniei de măsură cu cavitatea rezonantă este critic cînd impedanţa la rezonanţă a cavităţii este egală cu impedanţa de undă, adică

$$Z_u = R_s + R \tag{15.343}$$

Dacă $Z_u > R_s + R$ cavitatea este subcuplată sau cuplajul este subcritic; dacă $Z_u < R_s + R$ cavitatea este supracuplată şi cuplajul este peste critic.

În cazul cavităţii sub cuplate la rezonanţă, factorul de undă staţionară este

$$\sigma_0 = \frac{Z_u}{R_s + R} \tag{15.344}$$

iar departe de rezonanţă

$$\sigma_1 = \frac{Z_u}{R_s} \tag{15.345}$$

La cuplaj peste critic (cavitate supra cuplată):

$$\sigma_0 = \frac{R_s + R}{Z_u} \tag{15.346}$$

Se pot exprima rapoartele factorilor de calitate definiţi mai sus, în funcţie de factorul de undă staţionară la rezonanţă σ_0 şi factorul de undă staţionară departe de rezonanţă σ_1 sau de modulul coeficienţilor de reflexie respectivi. Astfel, pentru cavitatea supra cuplată

$$\frac{Q_{00}}{Q_s} = \frac{R + R_s + Z_u}{R_s + Z_u} = \frac{\sigma_1 (1 + \sigma)}{1 + \sigma_{10}} = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_0|} \tag{15.347}$$

$$\frac{Q_0}{Q_s} = \frac{\left(1 + \dfrac{R + R_s}{Z_u}\right)\left(1 + \dfrac{Z_u}{R_s}\right)}{\dfrac{Z_u}{R_s} + \dfrac{R + R_s}{Z_u} + 2} = \frac{(1 + \sigma_0)(1 + \sigma_1)}{\sigma_1 + \sigma_0 + z} = \frac{2}{1 - |\Gamma_0| - |\Gamma_1|} \tag{15.348}$$

şi

$$\frac{Q_{00}}{Q_0} = 1 + \frac{(\sigma_1 \sigma_0 - 1)}{(\sigma_1 + 1)^2} \tag{15.349}$$

Pentru cavitatea sub cuplată $\sigma_0 \to \frac{1}{\sigma_0}$ și deci

$$\frac{Q_0}{Q_s} = \frac{(1+\sigma_0)(1+\sigma_1)}{2\sigma_0 + \sigma_0\sigma_1 + 1} = \frac{2}{2 + |\Gamma_0| - |\Gamma_1|} \tag{15.350}$$

$$\frac{Q_{00}}{Q_0} = \frac{\sigma_1(1+\sigma_0)}{\sigma_0(1+\sigma_1)} = \frac{|1+T_1|}{1+|\Gamma_0|} \tag{15.351}$$

$$\frac{Q_{00}}{Q_0} = 1 + \frac{\sigma_1 - \sigma_0}{\sigma_0(1+\sigma_1)^2} \tag{15.352}$$

Măsurarea factorilor de undă staționară σ_0 și σ_1, permite determinarea rapoartelor factorilor de calitate.

Sînt de remarcat relațiile de definiție pentru factorul de calitate propriu și anume $R = X$ (pentru circuitul serie) ca și relațiile din factorul de calitate propriu și cel extern, folositoare și pentru determinarea factorilor de undă staționară la frecvențele corespunzătoare reducerii puterii la jumătate $(\sigma_1/_2)_0$, $(\sigma_1/_2)_s$, $(\sigma_1/_2)_e$.

Astfel notînd cu $\beta = \frac{Z_a}{R}$

rezultă

$$Q_s(1+\beta) = Q_0 \tag{15.353}$$

ce se obține din (15.347) pentru $\sigma_1 \to \infty$ și unde $\sigma_0 = \frac{1}{\beta}$.

Se definește factorul de calitate intern

$$Q = Q_0/\beta \tag{15.354}$$

adică în definirea Q_e se consideră puterea pierdută în rezistența externă circuitului.

15.5.2. METODE DE MĂSURAREA FACTORULUI DE CALITATE

Cavitățile rezonante pot fi obiectul măsurătorilor în microunde spre a li se determina parametrii electrici fundamentali sau pot folosi ca aparataj de măsură pentru determinarea parametrilor altor elemente, dispozitive sau materiale utilizate în microunde.

Principalii parametrii ai cavităților rezonante ce se determină prin măsurători sînt frecvența de rezonanță, factorul de calitate și impedanța la rezonanță.

Măsurarea frecvenței de rezonanță nu formează obiectul prezentului capitol, întrucît problema se integrează măsurării frecvenței în microundei.

Măsurarea factorului de calitate Q prin diverse metode ca și a impedanței R sau a raportului Q/R formează preocuparea de bază a prezentului capitol.

În metodele de rezonanță pentru măsurarea proprietăților materialelor,

în special a dielectricilorm în microunde, cavitățile rezonante sînt folosite curent.

Metoda micilor perturbațiilor este folosită pe scară largă în acest domeniu de măsurători.

Metodele de măsurare a factorului de calitate folosesc măsurarea impedanței adică a coeficientului de undă staționară și a deplasării minimului cu ajutorul liniei de măsură, măsurarea factorului de transfer pentru cavități rezonante cu două porți, măsurarea decrementului în cazul regimului liber sau măsurării dinamice.

Metoda măsurării impedanței

Parametrii caracteristici cavității rezonante, prezentați în paragrafele anterioare, pot fi determinați cu ajutorul variației impedanței de intrare în funcție de frecvență.

Această metodă prezintă o serie de variante expuse în cele ce urmează.

În cazul unui cuplaj slab, cînd factorul de calitate în sarcină Q este mare, se poate determina factorul de calitate numai prin măsurarea factorului de undă staționară.

Cînd factorul de cuplaj e mare și factorul de cuplaj în sarcină este redus se folosește metoda fazei.

Se utilizează variației impedanței de intrare cu frecvența pentru determinarea factorului de calitate în cazul cuplajului fără pierderi și în cazul cuplajului cu pierderi.

Impedanța de intrare a unui circuit cu constante distribuite se determină prin intermediul coeficientului de reflexie și deci prin măsurarea factorului de undă staționară σ și a deplasării minimului față de planul de referință, constituit inițial de o placă sau un piston de scurt circuit.

Circuitul echivalent al cavității cuprinde și cuplajul și porțiunea de linie sau de cablu dintre cavitate și planul de referință, ales deobicei la nivelul unei flanșe.

Factorul de undă staționară σ nu este funcție de planul de referință.

La dezacord circuitul rezonant devine o reactanță cu pierderi mici.

Pentru cavitățile cu factor de calitate bun și cuplaj cu pierderi mici, la dezacord puternic factorul de undă staționară este infinit, adică minimele de tensiune sînt nule.

Dacă dezacordul este suficient de mare circuitul acordat se comportă ca un scurt-circuit (circuit derivație) sau un gol (circuit-serie). În primul caz în planul de referință se află un minim de tensiune (de fapt un nul) iar în cazul al doilea un maxim de tensiune.

Întrucît maximele și minimele de tensiune se află totdeauna în planul în care impedanța de intrare este pur rezistivă, rezultă că la acord (acordul ansamblului) maximul sau minimul de tensiune, după tipul circuitului (sau al cuplajului) se află tot în planul de referință.

Metoda factorului de undă staționară

Pentru a determina factorul de calitate se folosește o instalație ce include o linie de măsură a cărei bandă de frecvență de lucru cuprinde frecvența de rezonanță a cavității studiate.

Instalația de măsură, prezentată în figura 15.105 este compusă din următoarele părți:

● Generatorul de microunde G cu frecvență variabilă și stabilă și cu semnal modulat sau nemodulat în funcție de aparatul de măsură montat după detector (amplificator selectiv sau galvanometru).

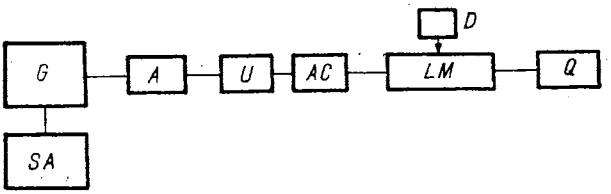


Fig. 15.105. Linia de măsură pentru măsurarea factorului de calitate al cavității rezonante.

Dacă se lucrează la $\lambda = 3$ cm ($f_0 = 10$ GHz) și $Q = 4\,000$, banda de frecvență este $B = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^{10}}{4\,10^3} = 2{,}5$ MHz astfel încît variația de frecvență a generatorului pentru cîteva minute trebuie să fie de ordinul $\pm$ 50 KHz.

● Sursa de alimentare (SA) cu stabilizare a tensiunii și curentului de încălzire și cu posibilități de modulație cu semnal sinusoidal, dreptunghiular sau dinte de fierăstrău.

● Izolatorul sau atenuatorul A conectat între generator și restul instalației cu o atenuare de peste 15 dB, și cu un factor de undă staționară sub 1,2 asigură generatorului o sarcină constantă și îi permite să mențină nivelul de putere și frecvență constante în timpul unei măsurători. Nivelul de putere al generatorilor de microunde variază cu frecvența, dar în măsurarea factorului de undă staționară, acest fapt nu e important, întrucît raportul între tensiunea maximă și minimă este independent de nivel.

● Frecvențmetru sau undametru U cuplat slab cu linia de măsură, (poziția cuplajului nu trebuie să fie în regiunea minimului de tensiune, întrucît în acest caz semnalul este redus), permite determinarea frecvenței de lucru. Cuplajul se realizează prin absorbție; după măsurarea frecvenței respectiv lungimii de undă, se dezacordează cavitatea spre a elimina absorbția în energie.

Atenuatorul calibrat AC și reglabil permite determinarea coeficientului de undă staționară de valori mari. Un domeniu de variație de 50 dB permite determinarea coeficienților de undă staționară mai mari decît 300.

Linia de măsură LM se utilizează pentru măsurarea valorii tensiunii maxime și minime și a deplasării minimului față de poziția de la rezonanță.

Detectorul D este calibrat iar măsurarea factorului de undă staționară se efectuează în funcție de condiții.

Instalația prezentată în acest paragraf se poate folosi pentru majoritatea metodelor de măsurare a factorului de calitate. Instalațiile specifice vor fi prezentate odată cu metodele de măsură respective.

Cavitatea rezonantă a liniei de măsură se conectează ca sarcină; se determină coeficientul de undă staționară la rezonanță σ_0 și la o frecvență oarecare.

La rezonanță, coeficientul de undă staționară poate fi (pentru cuplaj fără pierderi)

$$\sigma_0 = \frac{Z_u}{R} \tag{15.355}$$

sau

$$\sigma_0 = \frac{R}{Z_u} \tag{15.356}$$

după cum $Z_u > R$ sau $R > Z_u$ întrucît σ_0 îndeplinește totdeauna condiția $\sigma_0 > 1$.

Pentru analiza factorului de undă staționară se consideră cazul circuitului echivalent rezonant derivație pentru care coeficientul de reflexie are expresia [16].

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\varphi} = \frac{Y_u - Y_{0c}(1 + j\beta Q_0)}{Y_u + Y_{0c}[1 + j\beta Q_0)} \tag{15.357}$$

unde Y_{0c} reprezintă admitanța la rezonanță a cavității Y_u admitanța de undă a liniei de măsură, iar Q_0 factorul de calitate propriu (cuplaj fără pierderi).

Rezultă

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(Y_u - Y_{0c})^2 + Y_{0c}^2\beta^2 Q_0^2}{(Y_u + Y_{0c})^2 + Y_{0c}^2\beta^2 Q_0^2}} \tag{15.358}$$

și

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2\beta Q_0}{\left(\frac{Y_u}{Y_{0c}}\right)^2 - 1 + \beta^2 Q_0^2} \tag{15.359}$$

Pentru cuplaj sub critic factorul de undă staționară la rezonanță ia valoarea

$$\sigma_0 = \frac{Y_{0c}}{Y_u} \tag{15.360}$$

iar pentru cuplaj supracritic:

$$\sigma_0 = \frac{Y_u}{Y_{0c}} \tag{15.361}$$

În ultimul caz:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(\sigma_0 - 1)^2 + (\beta Q_0)^2}{(\sigma_0 + 1)^2 + (\beta Q_0)^2}} \tag{15.362}$$

Întrucît la o frecvență oarecare:

$$|\Gamma| = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1} \tag{15.363}$$

se obține

$$\left(\frac{\sigma - 1}{\sigma + 1}\right)^2 = \frac{(\sigma_0 - 1)^2 + (\beta Q_0)^2}{(\sigma_0 + 1)^2 + (\beta Q_0)^2} \tag{15.364}$$

adică

$$Q_0 = \frac{1}{\beta}\sqrt{(\sigma - \sigma_0)\left(\sigma_0 - \frac{1}{\sigma}\right)} \tag{15.365}$$

Cînd $\beta Q_0 = 1$,

$$\sigma_0(\sigma_{1/2})_0^2 - (\sigma_0^2 + 2)(\sigma_{1/2})_0 + \sigma_0 = 0 \tag{15.366}$$

unde $(\sigma_1/2)_0$ reprezintă coeficientul de undă staționară corespunzător înjumătățirii puterii în cazul factorului de calitate propriu Q_0.

Dacă

$$(\sigma_{1/2})_0 = \frac{\sigma_0^2 + 2 + \sqrt{\sigma_0^4 + 4}}{2\sigma_0} \tag{15.367}$$

$$\beta Q_0 = 1 + \sigma_0 \tag{15.368}$$

adică

$$\beta Q_s = 1 \tag{15.369}$$

se obține ecuația

$$[(\sigma_{1/2})_s - \sigma_0]\,[(\sigma_{1/2})_s\,\sigma_0 - 1] = (\sigma_{1/2})_s\,(1 + \sigma_0)^2 \tag{15.370}$$

care conduce la soluția

$$(\sigma_{1/2})_s = \frac{1 + \sigma_0 + \sigma_0^2 + (1 + \sigma_0)\sqrt{1 + \sigma_0^2}}{\sigma_0} \tag{15.371}$$

sau

$$(\sigma_{1/2})_s = \frac{\sigma_0 + 1 + \sqrt{\sigma_0^2 + 1}}{\sigma_0 + 1 - \sqrt{\sigma_0^2 + 1}} \tag{15.372}$$

unde $(\sigma_{1/2})_s$ reprezintă factorul de undă staționară la înjumătățirea puterii pentru factorul de calitate în sarcină Q_s.

Folosind modulul coeficientului de reflexie rezultă:

$$|\Gamma|_{1/2}^2 = \frac{1 + |\Gamma_0|^2}{2} \tag{15.373}$$

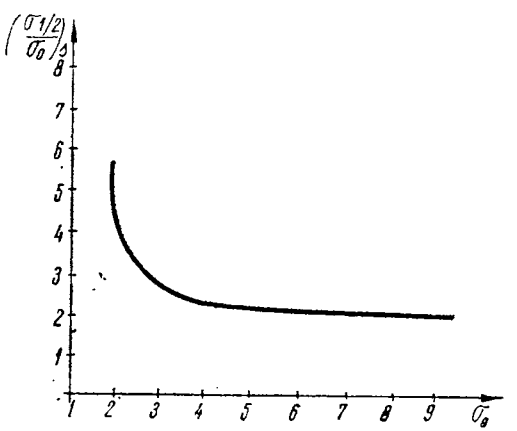


Fig. 15.106. Curba de variație a factorului $\left(\frac{\sigma_{1/2}}{\sigma_0}\right)_s$ funcție de σ_0.

Relația (66) este valabilă în cazul unui cuplaj fără pierderi ($R_s = 0$).

În mod similar se deduce și valoarea factorului de undă staționară la jumătate putere $(\sigma_{1/2})_e$ pentru factorul de calitate extern Q_e:

$$(\sigma_{1/2})_e = \frac{1 + 2\sigma_0^2 + \sqrt{1 + 4\sigma_0^2}}{2\sigma_0} \tag{15.374}$$

Curbele de variație ale raportului $\frac{\sigma_{1/2}}{\sigma_0}$ în funcție de σ_0 (respectiv β) sînt reprezentate în figura 15.106.

Cînd se consideră și pierderile în cuplaj, utilizînd relația

$$\sigma = \frac{|Z_s + Z_u| + |Z_s - Z_u|}{|Z_s + Z_u| - |Z_s + Z_u|} \tag{15.375}$$

unde

$$Z_s = R_s + \frac{R}{1 + j\beta Q_{00}}$$

se obține

$$\sigma = \frac{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(1 + \frac{1}{\sigma_1}\right)^2 (\beta Q_{00})^2} + \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_1} - 1\right)^2 (\beta Q_{00})^2}}{\sqrt{(\sigma_0 + 1)^2 + \left(1 + \frac{1}{\sigma_1}\right)^2 (\beta Q_{00})^2} - \sqrt{(\beta_0 - 1)^2 + \left(\frac{1}{\sigma_1} - 1\right) (\beta Q_{00})^2}} \tag{15.376}$$

Înlocuind Q_{00} cu Q_s (44) rezultă:

$$\sigma = \frac{(\sigma_0 + 1)(\sigma_1 + 1)\sqrt{1 + (\beta Q_s)^2} + \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 (\sigma_1 + 1)^2 + (\sigma_1 - 1)^2 [\sigma_0 + 1)^2 (\beta Q_s)^2}}{(\sigma_0 + 1)(\sigma_1 + 1)\sqrt{1 + (\beta Q_s)^2} - \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 (\sigma_1 + 1)^2 + (\sigma_0 - 1)^2 (\sigma_0 + 1)^2 (\beta Q_s)^2}} \tag{15.377}$$

cînd $\beta Q_s = 1$

$$(\sigma_{1/2})_s = \frac{(\sigma_0 + 1)(\sigma_1 + 1)\sqrt{2} + \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 (\sigma_1 + 1)^2 + (\sigma_1 - 1)^2 (\sigma_0 + 1)^2}}{(\sigma_0 + 1)(\sigma_1 + 1)\sqrt{2} - \sqrt{(\sigma_0 - 1)^2 (\sigma_1 + 1)^2 + (\sigma_1 - 1)^2 (\sigma_0 + 1)^2}} \tag{15.378}$$

sau

$$(\sigma_{1/2})_s = \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{2}(|\Gamma_0|^2 + |\Gamma_1|)^2}}{1 - \sqrt{\frac{1}{2}(|\Gamma_0|^2 - |\Gamma_1|^2)}} \tag{15.379}$$

Dacă $\sigma_1 \to \infty$ (cuplajul fără pierderi) se regăsește relația (16.372)

$$(\sigma_{1/2}) = \frac{\sigma_0 + 1 + \sqrt{\sigma_0^2 + 1}}{\sigma_0 + 1 - \sqrt{\sigma_0^2 + 1}} \tag{15.380}$$

Curba reprezentativă a relației 16.372 este prezentată în figura 15.107.

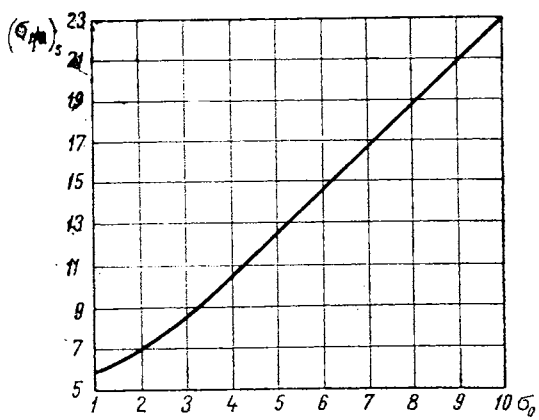


Fig. 15.107. Curba de variație a factorului $(\sigma_{1/2})_s$ în funcție de σ_0.

Curba de variație a factorului de undă staționară în funcție de frecvență este de tipul celei din figura 15.108.

Cu ajutorul relației (15.372) sau a graficului corespunzător (figura 15.108) se deduce valoarea factorului de undă staționară $(\sigma_{1/2})_s$ corespunzător reducerii puterii la jumătate.

Pentru $(\sigma_{1/2})_s$ calculat rezultă banda de frecvență corespunzătoare Δf, factorul de calitate în sarcină $Q_s = \frac{f_0}{\Delta f}$, iar factorul de calitate propriu $Q_0 = Q_s(1 + \sigma_0)$. Dacă se determină frecvența de rezonanță $f_0 = 10$ GHz, și $\sigma_0 = 2$ rezultă $(\sigma_{1/2})_s = 6{,}9$. Această valoare se citește pe curba $\sigma = F(f)$ figura 15.108.

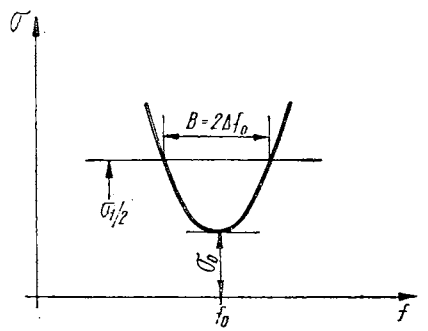


Fig. 15.108. Variația factorului de undă staționară σ în funcție de frecvența *f*.

Banda de frecvență este de exemplu $\Delta f = 2$ MHz. În consecință $Q_s = \frac{10^{10}}{2 \cdot 10^6} = 5\,000$, iar $Q_0 = Q_s(1 + \sigma_0) = 5\,000(1 + 2) = 15\,000$, în cazul cavității subcuplate; cînd cavitatea este supracuplată $Q_0 = Q_s\left(1 + \frac{1}{\sigma_0}\right)$, adică, $Q_0 = 1{,}5 \times 5\,000 = 7\,500$.

Dacă maximul de tensiune se află la planul de referință, rezultă $R > Z_a$ și deci cavitatea este supracuplată iar dacă tensiunea la planul de referință e minimă (evident ambele cazuri la rezonanță) cavitatea este subcuplată.

Cu ajutorul curbei $\sigma = F(f)$ [5, 7, 12] se poate deduce direct factorul de calitate propriu Q_0 dacă se folosește valoarea $(\sigma_{1/2})_0$ din relația 15.367 pentru care, în cazul cavității supracuplate rezultă o bandă $\Delta f = 0{,}66$ MHz. În general

$$\frac{\Delta fs}{\Delta f_0} = 1 + \sigma_0$$

pentru cavitatea supracuplată și

$$\frac{\Delta fs}{\Delta f_0} = 1 + \frac{1}{\sigma_0} \qquad (15.381)$$

pentru cavitatea subcuplată.

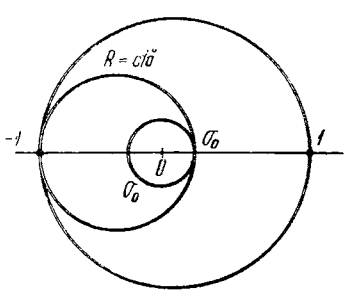


Fig. 15.109. Cercul de rezistență constantă pe diagrama circulară.

Modul de variație al factorului de undă staționară în funcție de frecvență poate fi pus în evidență și pe diagrama circulară.

Variația impedanței în funcție de frecvență reprezintă pe diagrama circulară un cerc ce trece prin punctul de σ_0 pe diametru (fig. 15.109).

Întrucît modulul coeficientului de reflexie corespunde distanței dintre centrul cercului ($\sigma = 1$, $|\Gamma| = 0$) (punctul de adaptare) și punctul curent al cercului impedanței variabile cu frecvențe, se constată că la dezacorduri din ce în ce mai mari, (puncte pe cerc din ce în ce mai depărtate de diametru)

1, 2, 3, se intersectează cercuri de σ = ctă de valoare tot mai mare sau coeficientul de undă staționară crește cu dezacordul.

Pentru determinarea grafică a factorilor de undă staționară $(\sigma_{1/2})_0$, $(\sigma_{1/2})_e$ și $(\sigma_{1/2})_e$ se folosește diagrama circulară.

Pentru $Z = R + jX$, diagrama circulară exprimă coeficientul de reflexie

$$\Gamma = \frac{Z-1}{Z+1} = x + jy \tag{15.382}$$

adică

$$x + jy = \frac{R - 1 + jX}{R + 1 + jX} \tag{15.383}$$

Pentru cercurile de reactanță constantă $X = a$ rezultă

$$x = \frac{(R^2 - 1) + a^2}{(R+1)^2 + a^2} \tag{15.384}$$

$$y = \frac{2a}{(R+1)^2 + a^2} \tag{15.385}$$

Eliminînd R între x și y rezultă cercurile de reactanță constantă

$$(x-1)^2 + y^2 - \frac{2}{a}y = 0 \tag{15.386}$$

În mod analog rezultă cercurile de rezistență constantă $R = b$

$$x^2 + y^2 - 2\left(\frac{b}{b+1}\right)x + \left(\frac{b-1}{b+1}\right) = 0 \tag{15.387}$$

Cînd deci $R = X$, se consideră impedanța de intrare a circuitului echivalent al cavității rezonante

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{R}{Z_u}(1 + j) \tag{15.387}$$

unde se notează

$$\frac{R}{Z_u} = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\sigma_0} \tag{15.388}$$

Se deduce

$$x = \frac{(1 - \beta^2) + 1}{(1 + \beta^2) + 1} \tag{15.389}$$

$$y = \frac{2\beta}{(1+\beta)^2 + 1} \tag{15.390}$$

și eliminînd β se obține

$$x^2 + (y+1)^2 - 2 = 0 \tag{15.391}$$

cerc cu centrul în $(0, -1)$ ce trece prin capetele diametrului cercului mare și are raza $\sqrt{2}$.

Cercul corespunzător condiției $R = X$ pentru diverși β se obține considerînd $\frac{Z}{Z_u} = \frac{R}{Z_u}(1 + j) = \frac{1}{\beta}(1 + j)$ în planul R, X. Impedanța $\frac{Z}{Z_u}$ reprezintă o bisectoare a primului cadran (fig. 15.110) iar diverse puncte se obțin pentru diverși $\beta = \frac{Z_u}{R}$.

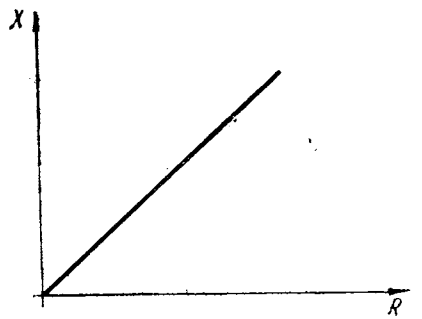


Fig. 15.110. Curba $X = R$ în planul X, R.

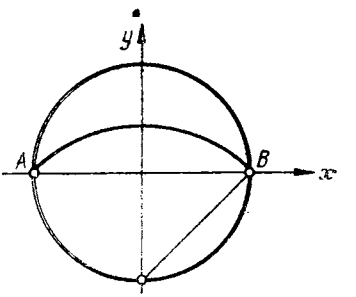


Fig. 15.111. Inversul dreptei $X = R$ pe diagrama circulară (arcul AB).

Inversul acestei drepte trece prin punctele de $R = X = 0$ și $R = X = \infty$, corespunzătoare capetelor diametrului în diagrama circulară (fig. 15.111).

Pentru determinarea coeficientului $(\sigma_{1/2})_s$ se consideră impedanța echivalentă

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{R}{Z_u}[1 + j(1 + \beta)] = \frac{1 + j(1 + \beta)}{\beta} \tag{15.392}$$

În acest caz

$$x + jy = \frac{1 - \beta + j(1 + \beta)}{(1 + \beta)(1 + j)} \tag{15.394}$$

și deci

$$x = \frac{1}{1 + \beta} \tag{15.395}$$

$$y = \frac{\beta}{1 + \beta} \tag{15.396}$$

Prin însumare se obține

$$x + y = 1 \tag{15.397}$$

dreaptă ce trece prin punctele $x = 0$, $y = 1$ și $y = 0$, $x = 1$ (fig. 15.112).

Circuitul echivalent pentru factorul de calitate exterior are expresia

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{1}{\beta}(1 + j\beta) \tag{15.398}$$

și deci

$$x + jy = \frac{1 - \beta + j\beta}{1 + \beta + j\beta} \tag{15.399}$$

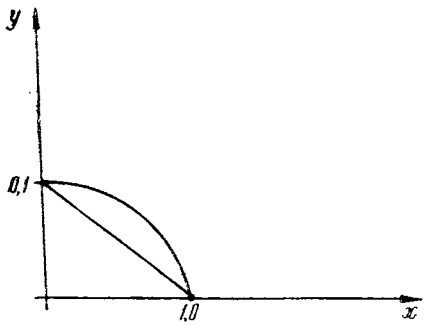


Fig. 15.112. Dreapta ce trece pe diagrama circulară prin punctele $x = 0$, $y = 1$ și $y = 0$, $x = 1$.

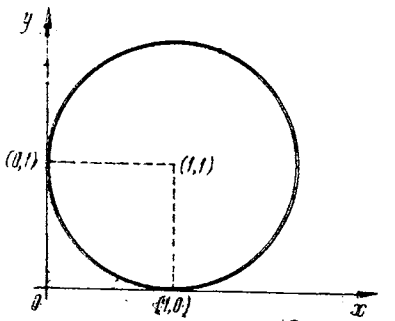


Fig. 15.113. Cercul ce trece prin punctele (0,1, 1,0) (arcul AB).

sau

$$x = \frac{1}{2\beta^2 + 2\beta + 1} \tag{15.400}$$

$$y = \frac{2\beta^2}{2\beta^2 + 2\beta + 1}. \tag{15.401}$$

Prin eliminarea factorului β rezultă

$$(x - 1)^2 + (y - 1)^2 = 1 \tag{15.402}$$

adică cercul din figura 15.113 ce trece prin punctele 0,1 și 1,0.

În concluzie pe diagrama circulară apar cercurile Q_0 și Q_{ex} și dreapta Q_s ca în figura 15.114.

Se trasează cercul de variație al impedanței circuitului echivalent, ce trece prin punctul $\beta = \sigma_0$.

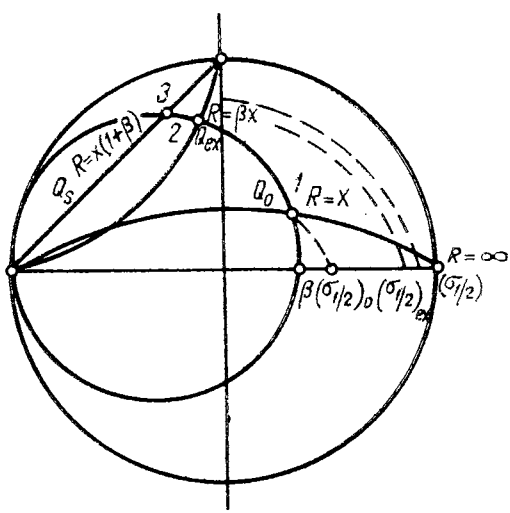


Fig. 15.114. Cercurile Q_0, Q_{ex} și dreapta Q_s pe diagrama circulară.

În punctele 1, 2, 3 unde cercul de variație al impedanței taie cercul corespunzător factorului de calitate propriu Q_0, cercul corespunzător pentru Q_{ex} sau dreapta pentru Q_s, se pot citi pe diagrama circulară valorile $(\sigma_{1/2})_0$, $(\sigma_{1/2})_{ex}$, și $(\sigma_{1/2})_s$ care se pot trasa și pe diametrul $X = 0$.

Precizia de măsurare a factorului de calitate în sarcină Q_s este funcție de eroarea de măsură a factorului de undă staționară σ. Din 15.365 și 15.368 rezultă

$$\beta^2 Q_s^2 = \frac{\sigma_0(\sigma^2 + 1) - \sigma(\sigma^2 + 1)}{\sigma(\sigma_0^2 + 1)} \tag{15.403}$$

Dînd o variație ΔQ_s pentru $\Delta\sigma$ se obține

$$\frac{\Delta Q_s}{Q_s} = \frac{1}{2} \frac{\sigma_0[(\sigma_{1/2})_s^2 - 1]}{(\sigma_{1/2})_s(\sigma_0 + 1)^2} \frac{(\Delta\sigma_{1/2})_s}{(\sigma_{1/2})_s} \tag{15.404}$$

relație echivalentă cu

$$\frac{\Delta Q_s}{Q_s} = \frac{2\sigma_{1/2}(\sigma_{1/2} - 1)(\sigma_0 + 1)^2 \Delta\sigma_{1/2}}{(\sigma_{1/2} + 1)^3 \sigma_0 \sigma_{1/2}} \tag{15.405}$$

unde s-a renunțat la indicele s pentru $\sigma_{1/2}$.

Se obține astfel eroarea relativă de determinare a factorului de calitate în sarcină la o eroare relativă dată a factorului de undă staționară la putere jumătate, pentru valori σ_0 și $\sigma_{1/2}$ date.

Astfel pentru $\sigma_0 = 3$, $\sigma_{1/2} = 8{,}6$ și deci

$$\frac{\Delta Q_s}{Q_s} = \frac{17{,}2 \cdot 7{,}6 \cdot 16}{870 \cdot 3} \cdot \frac{\Delta\sigma_{1/2}}{\sigma_{1/2}}$$

sau

$$\frac{\Delta Q_s}{Q_s} = 0{,}8 \frac{\Delta\sigma_{1/2}}{\sigma_{1/2}}$$

Logaritmînd și derivînd (15.372) se obține relația dintre eroarea relativă a factorului de undă staționară $\sigma_{1/2}$ în funcție de factorul de undă la rezonanță și de eroarea sa relativă $\frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}$

$$\frac{\Delta\sigma_{1/2}}{\sigma_{1/2}} = \frac{\sigma_0 - 1}{(\sigma_0^2 + 1)^{1/2}} \frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0} \tag{15.406}$$

În cazul ales anterior $\sigma_0 = 3 (\sigma_{1/2} = 8{,}6)$ rezultă

$$\frac{\Delta\sigma_{1/2}}{\sigma_{1/2}} = \frac{2}{16} \frac{\Delta\sigma_0}{\sigma_0}$$

ceea ce arată influență scăzută a erorii a factorului de undă staționară la rezonanță.

Metoda fazelor

Se consideră cazul unei cavități cu circuit rezonant echivalent derivație, conectată la linia de măsură printr-un cuplaj fără pierderi. Admitanța raportată a circuitului echivalent are expresia

$$\frac{Y_a}{Y_u} = \frac{Y_{0e}}{Y_u}\left(1 + j2Q_0\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) = g + jb. \tag{15.407}$$

Dacă $b = \pm (1 + g)$ (15.408)

adică

$$2Q_0 g\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \pm (1 + g) \tag{15.409}$$

sau

$$\left|\frac{2Q_0 g\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1+g}\right| = 1 \tag{15.410}$$

și întrucît

$$g = \frac{Y_u}{Y_{0e}} = \sigma_0 \tag{15.411}$$

iar

$$Q_s = Q_0\frac{g}{1+g}$$

prin definiție conform relației (15.338) în care se consideră $R_s = 0$, deoarece cuplajul este fără pierderi, rezultă:

$$2Q_0\frac{g}{\omega}\frac{\Delta\omega}{1+g} = Q_s\frac{\Delta_{12}f}{f_0} = 1 \tag{15.412}$$

unde $2\Delta f = \Delta_{12}f$.

Coeficientul de reflecție pentru frecvența superioară respectiv inferioară devine

$$\Gamma_\pm = \frac{1 - \dfrac{Y_c}{Y_u}}{1 + \dfrac{Y_c}{Y_u}}\cdot\frac{1 - g \mp j(1+g)}{1 + g \pm j(1+g)} \tag{15.413}$$

Argumentul coeficientului de reflecție φ, are valoarea (pentru $\frac{1}{2}$ din puterea maximă)

$$\varphi_{1/2\pm} = \operatorname{arc\,tg}\frac{\pm(g+1)}{-(g-1)} \mp \operatorname{arc\,tg}\frac{1+g}{1+g} \tag{15.414}$$

sau

$$\varphi_{1/2\pm} = \pi \pm \left[\operatorname{arc\,tg}\frac{g+1}{g-1} - \frac{\pi}{4}\right] \tag{15.415}$$

și deci

$$\varphi_{1/2\pm} \pi \pm \left[\operatorname{arc\,tg}\frac{\sigma_0+1}{\sigma_0-1} - \frac{\pi}{4}\right] \tag{15.416}$$

sau simplificînd

$$\varphi_{1/2\pm} = \pi \pm \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\sigma_0} \tag{15.417}$$

Pentru cavitatea supracuplată

$$\varphi_{1/2\pm} = \mp (\pi - \operatorname{arc\,tg}\,\sigma_0) \tag{15.418}$$

Deplasarea minimului de tensiune față de minimul de la rezonanță va fi

$$\frac{d}{\lambda_g} = \frac{\varphi_{1/2} - \varphi}{4\pi} = \pm \frac{\operatorname{arc\,tg}\frac{1}{\sigma_0}}{4\pi} \tag{15.419}$$

întrucît în cazul cavității subcuplate $\varphi = \pi$.

Limitele pentru $\left|\frac{d}{\lambda_g}\right|$ sunt 0,625 și zero pentru $\sigma_0 = 1$ și $\sigma_0 \to \infty$.

În cazul cavității supracuplate, cînd $\varphi = 0$,

$$\frac{d}{\lambda_g} = \mp \frac{\pi - \operatorname{arc\,tg}\,\sigma_0}{4\pi} \tag{15.420}$$

și limitele de variație ale raportului $\frac{d}{\lambda_g}$ pentru $\sigma_0 = 1$ și $\sigma_0 \to \infty$ sînt 0,1875 și 0,125.

În figura 15.115 se prezintă variația raportului $\left|\frac{d}{\lambda_g}\right|$ în funcție de σ_0 pentru cavitatea supracuplată.

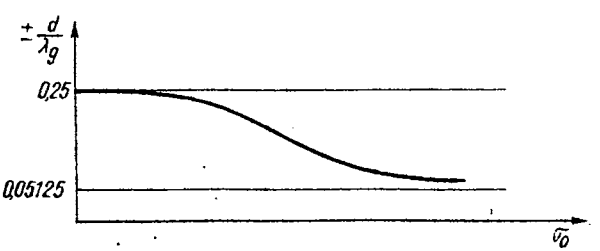


Fig. 15.115. Variația raportului d/λ_g în funcție de σ_0 pentru cavitatea supracuplată.

. Pentru cazul cavității subcuplate se scade din ordonata curbei valoarea 0,125.

În concluzie pentru σ_0 măsurat se deduce $\frac{d}{\lambda_g}$ corespunzător puterii reduse la jumătate. Dacă există o curbă $\frac{d}{\lambda_g} = F(f)$ se deduc frecvențele corespunzătoare puterii la jumătate și deci banda Δf_{12}. Rezultă $Q_s = \frac{f_0}{\Delta f_{12}}$.

Procedeul de lucru constă în următoarele: se măsoară σ_0 la frecvența de rezonanță f_0 și se stabilește x_0, poziția de referință a minimului.

Se variază în trepte mici frecvența și se citesc deplasările minimului, se găsesc x_n poziții, $d_n = x_n - x_0$ și se trasează curba $\left|\frac{d}{\lambda_g}\right| = F(f)$ reprezentată în figura 15.116 și figura 15.117.

Se calculează $\left|\frac{d}{\lambda_g}\right|$ pentru jumătate din puterea la rezonanță din valoarea σ_0 cu formulele 15.419 sau 15.420 și din curba $\frac{d}{\lambda_g} = F(f)$ se deduc frecvențele la 3 dB și apoi se calculează Q_s. Lungimea de undă λ_g variază cu frecvența și trebuie calculată la fiecare treaptă de variație a frecvenței

$$\lambda_g = \frac{\frac{c_0}{f_0 + \Delta f}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0 + \Delta f}\right)^2}} \qquad (15.421)$$

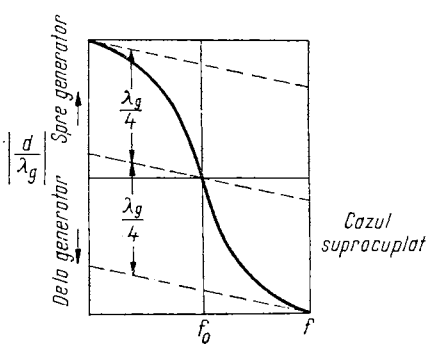


Fig. 15.116. Variația raportului $\frac{d}{\lambda_g}$ în funcție de frecvență în cazul supracuplat.

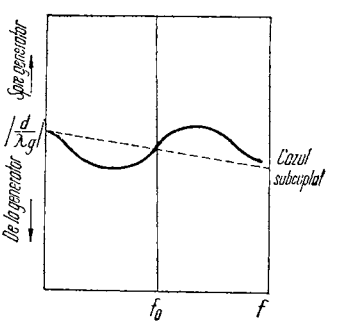


Fig. 15.117. Variația raportului $\frac{d}{\lambda_g}$ în funcție de frecvența în cazul subcuplat.

sau

$$\lambda_g = \frac{\frac{c_0}{f_0}\left(1 - \frac{\Delta f}{f_0}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2\left(1 - \frac{2\Delta f}{f_0}\right)}} \qquad (15.422)$$

și deci

$$\lambda_g = \lambda_{g0}\left[1 \mp \frac{\Delta f}{f_0}\,\frac{1}{1-\left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}\right] \tag{16.423}$$

Utilizarea rezultatelor măsurării impedanței

Curba de variație a impedanței cavității rezonante în funcție de frecvență se prezintă pe diagrama circulară sub forma unui cerc (fig. 15.109 și figura 15.114). Cercul este etalonat în frecvență astfel încît la intersecția cu cercurile de Q_0, Q_{ex} sau cu dreapta de Q_s se obțin frecvențele $f_1, f_2; f_3, f_4; f_5, f_6$, corespunzătoare benzilor de frecvență.

Din relațiile

$$\frac{(f_1 - f_2)}{(f_0)}\,Q_0 = 1 \tag{15.424}$$

$$\frac{(f_3 - f)}{(f_0)}\,Q_s = 1 \tag{15.425}$$

și:

$$\left(\frac{f_5 - f_6}{f_0}\right)Q_{ex} = 1 \tag{15.426}$$

se determină factorii de calitate corespunzători.

Acest procedeu nu este direct aplicabil întrucît, în general, frecvențele corespunzătoare intersecției cercului impedanței cu cercurile corespunzătoare pentru Q_0 și Q_{ex} sau cu dreapta de Q_s constant nu se citesc experimental, ci se determină pe scara de frecvență de pe cercul impedanței de intrare, scară neliniară. Spre a elimina acest dezavantaj se caută o altă scară de frecvență liniară.

Aceasta se poate obține pe diametrul vertical EF al diagramei circulare (fig. 15.118).

Coeficientul de reflexie Γ are valoarea

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_u}{Z_s + Z_u} = \frac{\beta_R - 1 - j2Q\beta_f}{\beta_R + 1 + j2Q\beta_f} = -1 + \frac{2\beta_R}{\beta_R + 1 + jQ\beta_f} \tag{15.427}$$

și deci

$$\Gamma + 1 = \frac{2\beta_r}{1 + \beta_r + jQ\beta_f} \tag{15.428}$$

unde

$$\beta_R = \frac{R}{Z_u} \quad \text{și} \quad \beta_f = \frac{\Delta f}{f_0}.$$

Rezultă deci

$$\varphi = \operatorname{arctg}(\Gamma + 1) = \operatorname{arctg}\frac{2Q\beta_f}{\beta_R + 1} \tag{15.429}$$

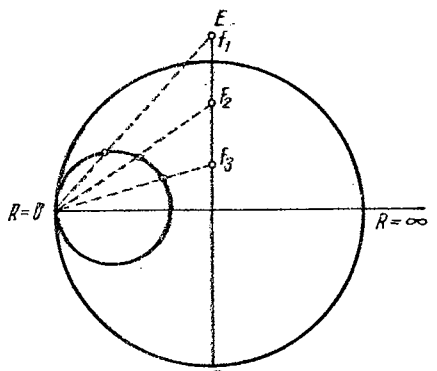


Fig. 15.118. Etalonarea în frecvență a diametrului *EF*.

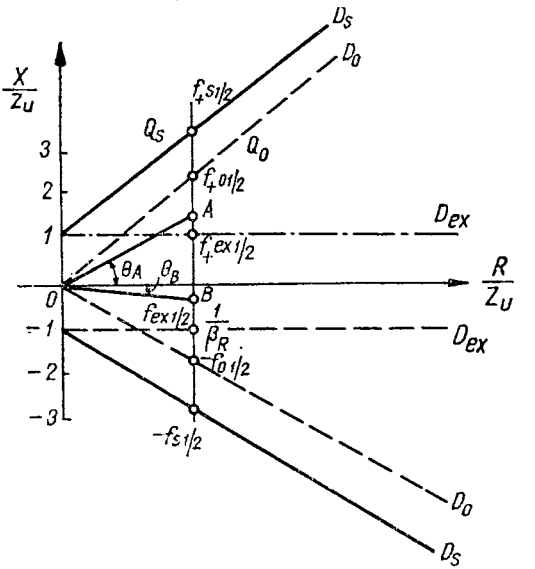


Fig. 15.119. Diagrama carteziană de determinare a fazorului de calitate.

Pe diagrama cercului din figura 15.118 se constată că segmentele f_A, 0, f_B, 0 sînt proporționale cu tg φ și deci scara de frecvență pe diametrul *EF* este liniară.

Etalonarea în frecvență se face prin proiectarea pe diametrul *EF* a punctelor pe cerc de frecvență cunoscută, pornind din punctul $R = 0$.

Factorul de calitate poate fi determinat și folosind o diagramă în sistemul cartezian de coordonate pornind de la relația:

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{1}{\beta_R}(1 + j\,2Q_0\beta_f) \tag{15.430}$$

care conduce la dreapta D_0 de Q_0 constant bisectoare a primului cadran (fig. 15.119) care determină punctul de frecvență f_1, corespunzător puterii la jumătate.

În funcție de Q_s impedanța are expresia:

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{1}{\beta_R}[1 + j2Q_s(1 + \beta_R)\beta_f] \tag{15.431}$$

ceea ce conduce la dreapta D_s (la $\beta_R = 0$, partea reactivă este egală cu 1, spre a realiza puterea la jumătate), care este paralelă cu bisectoarea și trece prin punctul $\left(0, \frac{X}{Z_u} = 1\right)$.

În funcție de Q_{ex} impedanța devine

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{1}{\beta_R}[1 + j2Q_{ex}\beta_R\beta_f] \tag{15.432}$$

sau

$$\frac{Z}{Z_u} = \frac{1}{\beta_R} + j2Q_{ex}\beta_f \tag{15.433}$$

ceea ce conduce la dreapta D_{ex} care este paralelă cu axa reală și trece prin punctul $\left(0, \frac{X}{Z_u} = 1\right)$.

Drepte simetrice față de axa reală rezultă pentru dezacordul prin frecvențe mai mici decît cea de la rezonanță.

Folosirea diagramei se realizează prin introducerea a două puncte măsurate la frecvență dată $\left(\frac{1}{\beta_R}, \frac{X_1}{Z_u}\right)$ la f_1 și $\left(\frac{1}{\beta_R}, \frac{X_2}{Z_u}\right)$ la f_2 (punctele A și B).

Dar

$$\frac{X_1}{R} = 2Q_0\frac{f_1 - f_0}{f_0} \tag{15.434}$$

și

$$\frac{X_2}{R} = 2Q_0\frac{f_2 - f_0}{f_0} \tag{15.435}$$

de unde

$$Q_0 = \frac{1}{2}\frac{f_0}{f_2 - f_1}\left(\frac{X_1}{R} - \frac{X_2}{R}\right) \tag{15.436}$$

dar

$$\frac{X_1}{R} = \operatorname{tg}\theta_A \tag{15.437}$$

$$\frac{X_2}{R} = \operatorname{tg}\theta_B \tag{15.438}$$

și deci

$$Q_0 = \frac{1}{2}\frac{f_0}{f_2 - f_1}(\operatorname{tg}\theta_A - \operatorname{tg}\theta_B) \tag{15.439}$$

Diagrama în coordonate rectangulare are avantajul simplității întrucît toate curbele sînt drepte; scara de frecvențe este liniară și nu depinde de poziția dreptei de rezistență constantă, iar punctele cu ajutorul cărora se determină Q_s, Q_0 și Q_{ex} rezultă din intersecția unor drepte.

La variația sarcinei, variația Q-ului rezultă din deplasarea dreptei de rezistență relativă constantă.

Dacă a fost determinat Q_0 respectiv dreapta D_0, se deduc ușor frecvențele corespunzătoare pentru determinarea factorilor de calitate Q_s și Q_{ex}.

Influența cuplajului cu pierderi

Pierderile datorite cuplajului au fost puse în evidență prin prezența rezistenței R_s și a factorilor de undă staționară la dezacord mare, σ_1. Relația (10.377) conduce la concluzia $\sigma = \sigma_1$ pentru $\beta \to \infty$.

În consecință curba $\sigma = F(f)$ va avea aspectul din fig. 15.120.

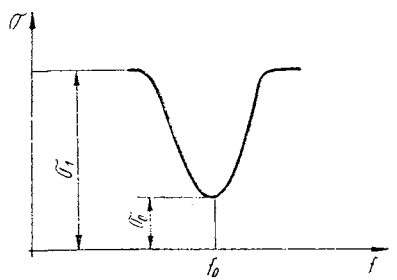


Fig. 15.120. Curba de variație a factorului de undă staționară în funcție de frecvență.

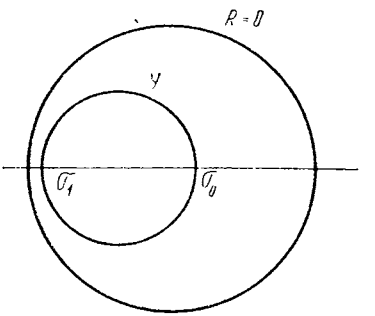


Fig. 15.121. Cercul impedanței normate nu trece prin origină în cazul cu pierderi.

Pe diagrama circulară, cercul 2 corespunzător impedanței normate nu mai trece prin origină figura 15.121 ca în cazul fără pierderi, cercul 1.

Metoda transmisiei

Metoda transmisiei este una din cele mai simple metode de măsurare a factorului de calitate. Cavitatea rezonantă este prevăzută în acest caz cu două porți (are drept circuit echivalent un cuadripol).

Poarta de intrare servește la conectarea generatorului, iar poarta de ieșire la conectarea detectorului și aparatului de măsură. Factorul de calitate se determină cu ajutorul curbei de rezonanță, ridicate după o metodă și cu un circuit de măsură analoage cu cele folosite în domeniul frecvențelor mai joase, adică în cazul circuitelor cu constante concentrate. Circuitul de măsură este prezentat în figura 15.122. Un generator cu frecvența variabilă G, alimentează printr-un izolator cu ferite sau un atenuator A, cavitatea C. Frecvența poate fi citită și la un undametru U.

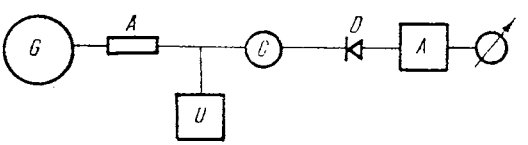


Fig. 15 122. Circuitul de măsură a factorului de calitate prin metoda transmisiei.

La ieșirea cavității se află detectorul D cu caracteristica de detecție cunoscută, după care urmează un amplificator A_m pentru mărirea sensibilității și aparatul indicator.

Curba de rezonanță are aspectul prezentat în figura 15.123.

Banda de frecvență $\Delta f = f_2 - f_1$ la nivelul 0,707 din valoarea de la rezonanță permite determinarea factorului de calitate în sarcină

$$Q_s = \frac{f_0}{\Delta f} \tag{15.440}$$

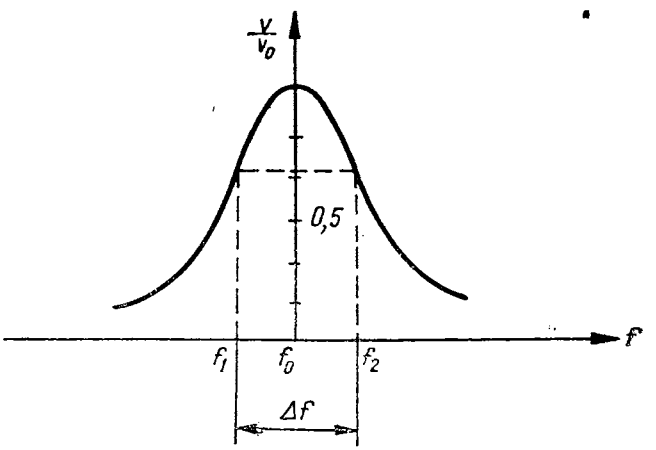


Fig. 15.123. Curba de rezonanță a cavității rezonante în funcție de frecvență.

Pentru a obține, în bune condițiuni, curba de rezonanță este necesar a realiza tensiune constantă la ieșirea generatorului la diverse frecvențe, și o etalonare suficient de fină a scării frecvențelor (la generator sau la undametru).

Să admitem o cavitate rezonantă, cu un factor de calitate în sarcină $Q_s = 3\,000$ la frecvența de rezonanță $f_0 = 3$GHz. Banda de frecvență este

$$B = \frac{f_0}{Q_s} = \frac{3 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^3} = 10^6.$$

Dacă banda de frecvență este $B = 1$ MHz și dorim ca între maxime și nivelul de la 0,707 să se ridice opt puncte (cîte patru în jurul rezonanței) este necesar ca etalonarea generatorului sau undametrului să fie cel puțin o diviziune la 75 KHz și o bună stabilitate a frecvenței, de ordinul $5 \cdot 10^3$ la $3 \cdot 10^9$, adică $1{,}6 \cdot 10^{-6}$.

Dacă cuplajul la intrare și la ieșire este foarte mic atunci Q_s se apropie ca valoare de Q_0. Între aceste valori ale factorului de calitate există relația

$$Q_0 = Q_s\ (1 + \beta_1 + \beta_2) \tag{15.441}$$

unde

$$\beta_1 = \frac{(\omega M_1)^2}{rZ_1} \tag{15.442}$$

$$\beta_2 = \frac{(\omega M_2)^2}{rZ_2} \tag{15.443}$$

reprezintă coeficienții de cuplaj adică raportul între impedanța reflectată și rezistența serie proprie r.

Valorile β_1 și β_2 se deduc din

$$T(\omega_0) = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \tag{15.444}$$

care reprezintă factorul de transfer în putere în raport cu puterea dată la adaptare adică

$$T(\omega) = \frac{P_s}{P_0}. \tag{15.445}$$

La o frecvență oarecare

$$(T\omega) = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2[1+(2Q_s\beta)^2]}. \tag{15.446}$$

Metoda dă rezultate bune dacă se folosește cavitatea cu cuplaje date și realizate astfel încît rămîn constante în timp; (bine realizate din punct de vedere mecanic).

Metoda decrementului

În metoda decrementului, cavitatea rezonantă are rolul unui cuadripol folosindu-se transmisia prin cavitate.

Circuitul de măsură se prezintă în figura 15.124.

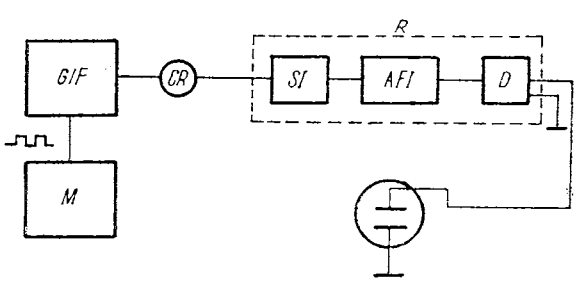


Fig. 15.124. Circuitul de măsură a factorului de calitate prin metoda decrementului.

Un generator de înaltă frecvență *GIF* este modulat în impulsuri dreptunghiulare de un generator de joasă frecvență.

Semnalul de înaltă frecvență corespunzător frecvenței de rezonanță al cavității, modulat cu impuls dreptunghiular, se aplică la intrarea acesteia.

La ieșire este conectat un receptor care cuprinde un schimbător de frecvență, un amplificator de frecvență intermediară de bandă largă și un detec-

tor. Semnalul de la ieșirea receptorului se aplică pe plăcile orizontale ale osciloscopului, iar semnalul de modulație poate fi folosit la declanșarea sau sincronizarea bazei de timp.

Semnalul vizualizat pe osciloscop are forma din figura 15.125.

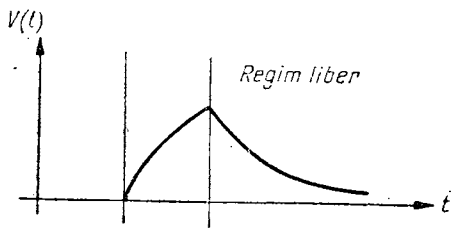


Fig. 15.125. Semnalul vizualizat pe osciloscop în metoda decrementului.

În regim liber (în pauza dintre impulsuri) tensiunea echivalentă (normată) de joasă frecvență variază în timp după legea

$$v(t) = v_0 \, e^{-\left(\frac{\omega_0}{2Q_s}\right)t} \tag{15.447}$$

și deci la două momente t_1, t_2

$$v(t_1) = v_0 \, e^{-\left(\frac{\omega_0}{2Q_s}\right)t_1} \tag{15.448}$$

și

$$v(t_2) = v_0 \, e^{-\left(\frac{\omega_0}{2Q_s}\right)t_2} \tag{15.449}$$

și deci

$$\frac{v(t_1)}{v(t_2)} = e^{-\left(\frac{\omega_0}{2Q_s}\right)(t_1 - t_2)} \tag{15.450}$$

de unde se deduce factorul de calitate în sarcină

$$Q_s = \frac{\pi f (t_2 - t_1)}{\ln \frac{v(t_1)}{v(t_2)}} \tag{15.451}$$

și dacă notăm

$$t_2 - t_1 = \Delta t$$

iar

$$\frac{v(t_1)}{v(t_2)} = e$$

$$Q_s = \pi f \Delta t \tag{15.452}$$

Ca și metoda de transmisie, în regim permanent, metoda decrementului determină factorul de calitate în sarcină și nu determină factorii de cuplaj sau implicit factorul de calitate propriu.

Spre a obține factorul de calitate propriu este necesar a se realiza cuplaje foarte slabe, astfel încît micșorarea cuplajelor să nu mai influențeze semnalul de regim liber.

Metoda decrementului poate fi aplicată și în cazul cavității cu o singură poartă, cînd printr-o sondă de cuplaj din linia de intrare în cavitate se obține semnalul de regim liber al cavității.

Rezultatele măsurării în cazul metodei decrementului nu sînt influențate de stabilitatea frecvenței generatorului.

Metode dinamice

Una din metodele dinamice folosite pentru determinarea factorului de calitate constă în compararea curbei de rezonanță a cavității rezonante, cu o curbă de rezonanță a unui circuit de joasă frecvență.

Circuitul de măsură este prezentat în figura 15.126.

Un generator de înaltă frecvență *GIF* (de ex. un clistron reflex sau o diodă Gunn) este modulat liniar în frecvență cu ajutorul unui semnal de tip dinte de fierăstrău aplicat de un generator de joasă frecvență *GI*. Semnalul de joasă este utilizat și ca bază de timp pentru osciloscop.

Semnalul modulat liniar în frecvență este aplicat cavității rezonante *C*, detectat în detectorul D_1 și amplificat prin A_1; apoi prin comutatorul electronic *CE* se aplică osciloscopului *O*.

Un al doilea generator de microunde *GIFS*, de frecvență fixă, aplică semnalul la intrarea schimbătorului de frecvență împreună cu semnalul modulat liniar în frecvență de la *GIF*.

Semnalul de la ieșirea schimbătorului se aplică unui circuit cu constante concentrate *RLC* cu frecvența și Q reglabil.

Semnalul de la ieșirea circuitului *RLC* se aplică detectorului D_2 și amplificatorului A_2; apoi prin comutatorul electronic *CE* se introduce semnalul pe osciloscop.

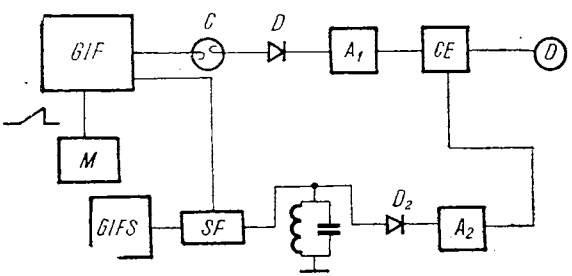


Fig. 15.126. Circuitul de măsură în cazul metodei dinamice cu circuit *RLC* de comparație.

Se reglează circuitul *RLC* pînă ce curbele de rezonanță pe osciloscop se suprapun.

În acest caz

$$Q = Q' \frac{f_0}{f_0'} \tag{15.453}$$

unde Q' și f' reprezintă factorul de calitate și frecvența de rezonanță al circuitului cu constante concentrare *RLC*.

Dacă de exemplu $Q = 10^4$ la $f_0 = 3$GHz și $Q' = 10^2$ este necesară o frecvență $f_0' = 30$ MHz.

Este necesar să se realizeze identitatea detectorului și amplificatorului și o bună calibrare a circuitului *RLC*.

Un al doilea procedeu, ce folosește metoda transmisiei, își propune determinarea benzii de frecvență a curbei de rezonanță a cavității rezonante. Se folosește montajul prezentat în figura 15.126 cu deosebirea că schimbătorul de frecvență, are oscilatorul local (cu clistron) pe aceiași frecvență cu oscilatorul (clistron) modulat liniar în frecvență, astfel încît semnalul de la ieșirea schimbătorului (aplicat circuitului rezonant cu constante concentrate *R, L, C*) are frecvența variabilă între 0 și f_1, plaja de frecvență corespunzătoare deviației de frecvență a semnalului modulat în frecvență de la ieșirea clistronului generator principal.

După circuitul *RLC* și detector se obține o curbă de rezonanță îngustă.

De exemplu dacă frecvența de rezonanță a cavității rezonante este $f_0 = 3$ GHz iar $Q = 10^4$, banda de frecvență este de $B = \frac{f_0}{Q} = \frac{3 \cdot 10^9}{10^4} = 3 \cdot 10^5 =$ $= 0{,}3$MHz (sau $\pm$ 0,15 MHz în jurul frecvenței centrale f_0). Deviația de frecvență trebuie să fie de ordinul 1 MHz. Dacă circuitul *R, L, C* se acordă la 0,5 MHz și are $Q = 100$ rezultă banda sa $B = \frac{5 \cdot 10^5}{100} = 5$ kHz sau $\pm$ 2,5 kHz ceea ce înseamnă la 300 000 KHz o eroare de citire (datorită lărgimii de bandă a curbei de rezonanță folosită ca marker de frecvență) de $\varepsilon = \frac{5 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^5} \cdot 100 =$ $= 1{,}66\%$.

Detectorul fiind cu caracteristică patratică se citesc frecvențele corespunzătoare la 0,5 din maximul curbei de rezonanță.

Pentru a se obține rezultate corecte este necesar ca baleiajul în frecvență să fie lent (frecvența de modulație mică) pentru a ce realiza efectiv un regim staționar. De asemenea, totdeauna cînd se lucrează cu clistron reflex, în special pentru cavități cu factori de calitate scăzut, trebuie să se controleze efectul curbei de putere a clistronului asupra curbei de rezonanță; deci să se țină seamă de variația puterii clistronului cu frecvența.

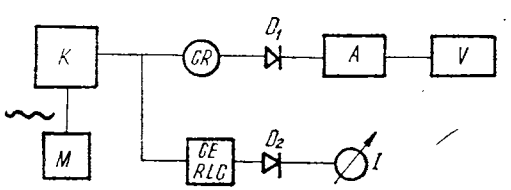


Fig. 15.127. Circuitul de măsură în cazul metodei dinamice cu semnal modulat în frecvență.

O a treia metodă dinamică de măsurare a factorului de calitate al cavităților rezonante se bazează pe măsurarea semnalului de la ieșire ca răspuns al unui semnal modulat în frecvență cu ajutorul deviației de frecvență, (sau indicelui de modulație). Se folosește montajul din figura 15.127. Un clistron reflex *K* este modulat în frecvență cu o frecvență de modulație f_1. Cum se

vede în figura 15.128, semnalul detectat la ieşirea cavităţii rezonante are frecvenţa dublul frecvenţei semnalului de modulaţie.

Deviaţia de frecvenţă se măsoară prin anularea purtătoarei în spectrul semnalului modulat în frecvenţă, variind deviaţia de frecvenţă.

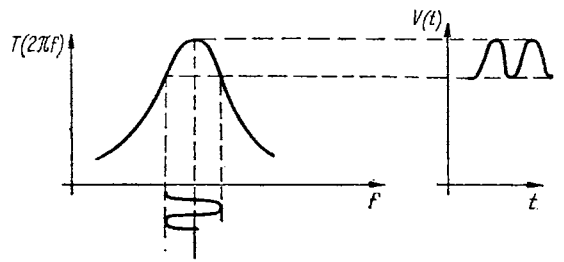


Fig. 15.128. Dublarea frecvenţei în metoda dinamică cu semnal modulat în frecvenţă.

Purtătoarea, în spectrul unui semnal modulat în frecvenţă, este proporţională cu $J_0\left(\frac{f}{f_1}\right)$ şi cînd $\frac{f}{f_1} = 2{,}405$ purtătoarea e nulă. Anularea purtătoarei se poate realiza cu ajutorul cavităţii etalon *C.E.* cu Q foarte ridicat care o separă şi cu detectorul D_1 şi indicatorul I.

Semnalul la ieşirea amplificatorului A, măsurat la voltmetrul electronic V, are valoarea U şi este proporţional cu deviaţia de frecvenţă şi factorul de calitate

$$U = K\Delta f Q \tag{15.454}$$

Este necesară o etalonare (determinarea constantei K) cu ajutorul unei cavităţi de Q cunoscut.

15.5.3. MĂSURAREA RAPORTULUI R_0/Q_0

În cazul unui circuit cu constante concentrate raportul între impedanţa la rezonanţă şi factorul de calitate $\frac{R_0}{Q_0}$ este independent de pierderi şi de frecvenţă. În adevăr

$$\frac{R_0}{Q_0} = \frac{R_0}{C\,\omega_0 R_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{15.455}$$

Acest raport poate fi calculat şi ca funcţie de variaţia frecvenţei cu capacitatea.

Din expresia pulsaţiei la rezonanţă rezultă

$$\frac{d\omega}{dC} = -\frac{1}{2}\frac{L_0}{(L_0C_0)^{3/2}} \tag{15.456}$$

și dacă se consideră $C = C_0$ și $\omega = \omega_0$ întrucît în jurul rezonanței variațiile sunt mici se obține

$$d\omega = -\frac{1}{2}\omega_0 \frac{dC}{C} \tag{15.457}$$

sau

$$d\omega = -\frac{1}{2}\omega_0^3 L_0 dC \tag{15.458}$$

Deoarece $R_0 = \omega_0 L_0 Q_0$
rezultă

$$\frac{R_0}{Q_0} = -\frac{2}{\omega_0^2}\frac{d\omega}{dC} \tag{15.459}$$

Pentru o cavitate rezonantă (circuit cu constante distribuite) este necesar să se calculeze o variație echivalentă.

Fie o cavitate prevăzută cu o porțiune centrală cu două plăci paralele. Cîmpul electric între plăci se poate considera uniform și capacitatea echivalentă va fi

$$C = \frac{A\varepsilon_0}{D} \tag{15.460}$$

unde A reprezintă aria plăcilor și D distanța între ele.

Variația capacității cu distanța este

$$dC = -\frac{A\varepsilon_0}{D^2} dD \tag{15.461}$$

Dacă se introduce un mic cilindru metalic de secțiune a și înălțime dD rezultă

$$dC = -\frac{A\varepsilon_0}{D^2} dD \cdot \frac{a}{A} \tag{15.462}$$

și cum $a \cdot dD = dv$ este volumul cilindrului

$$dC = \frac{\varepsilon_0 dv}{D^2} \tag{15.463}$$

Relația 15.459 se mai poate exprima sub forma

$$\frac{R_0}{Q_0} = \frac{1}{\pi f_0}\frac{d\lambda}{\lambda}\frac{1}{dC} \tag{15.464}$$

ținînd seamă de variația relativă a frecvenței și lungimii de undă:

$$\frac{d\lambda}{\lambda} = -\frac{df}{f} \tag{15.465}$$

Înlocuind 15.463 în 15.464 rezultă

$$\frac{R_0}{Q_0} = 120\, D^2 \frac{d\lambda}{dv} \tag{15.466}$$

întrucît

$$f_0\lambda = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$$

iar

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\ \pi$$

15.5.4. METODA PERTURBAȚIEI CAVITĂȚII

Pentru determinarea raportului R_0/Q_0 este necesar să se cunoască variația frecvenței în funcție de variația volumului cavității. Metoda perturbației cavității rezonante permite calculul variației frecvenței cavității perturbate

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = -\frac{\int_{\Delta v}\left(\frac{1}{2}\varepsilon E^2 - \frac{1}{2}\mu H^2\right)\mathrm{d}v}{\int_v\left(\frac{1}{2}\varepsilon E^2 + \frac{1}{2}\mu H^2\right)\mathrm{d}v} \tag{15.467}$$

sau

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{\Delta W_E - \Delta W_M}{2W_0} \tag{15.468}$$

unde

$$\Delta W_E = \frac{1}{2}\int_{\Delta v}\varepsilon E^2 \mathrm{d}v$$

$$\Delta W_M = \frac{1}{2}\int_{\Delta v}\mu H^2 \mathrm{d}v$$

$$W_0 = \frac{1}{2}\int_v \mu H^2\,\mathrm{d}v = \frac{1}{2}\int_v \varepsilon E^2\,\mathrm{d}v$$

Variația relativă de frecvență este egală cu raportul între diferența de energie electrică și magnetică (corespunzătoare volumului corpului de probă perturbat) și dublul energiei magnetice sau electrice din întreaga cavitate.

Drept corpuri perturbatoare se folosesc tije metalice cilindrice sau sfere. Cînd corpul de probă perturbator nu poate fi considerat de volum suficient de mic se introduce un coeficient de corecție ce poate fi calculat teoretic sau determinat experimental [55].

O metodă similară de perturbație se poate folosi pentru măsurarea dielectricilor.

15.5.5. DETERMINAREA FACTORULUI DE CALITATE AL CAVITĂȚII CLISTRONULUI REFLEX.

Caracteristica de variație a frecvenței relative în funcție de variația tensiuni de reflecție este dată în relația

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \operatorname{tg} \frac{\theta_0 \Delta V_R}{2Q V_\Delta} \tag{15.469}$$

unde

$$\theta_0 = 2\pi \ (N + 0{,}75)$$

cu

N — ordinul zonei de lucru.
Q — factorul de calitate în sarcină al cavității clistronului reflex;
ΔV_R — variația tensiunii pe reflector;
$V_0 = V_0 + V_R$ — suma tensiunilor de accelerare și de reflector (luate în valori absolute).

Cînd $\frac{\Delta V_R}{V\Delta} \ll 1$ relația 15.469 ia forma

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\theta_0 \Delta V_R}{2Q V_\Delta} \tag{15.470}$$

adică se folosește porțiunea liniară a caracteristicei.

Întrucît f_0, N, V_Δ se măsoară, dacă se ridică experimental variația frecvenței Δf cu variația tensiunii de reflector ΔV_R se determină valoarea factorului de calitate în sarcină al cavității clistronului reflex Q.

$$Q = \frac{\theta_0 \Delta V_R f_0}{2 \Delta f V_\Delta} \tag{15.471}$$

Circuitul de măsură este prezentat în figura 15.129.

Clistronul C, alimentat de sursa de alimentare $S.A.$, prevăzută cu voltmetru pentru măsurarea tensiunii de accelerare V_0 și a tensiunii de reflector

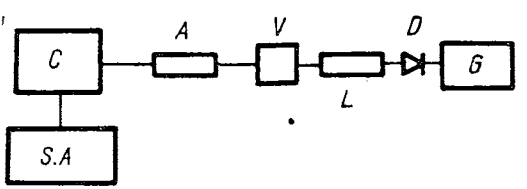


Fig. 15.129. Circuitul de măsură a factorului de calitate al cavității rezonante a clistronului reflex.

V_R, debitează prin atenuatorul A, montat pentru asigurarea unei sarcini constante și deci pentru asigurarea stabilității frecvenței, pe o linie L, pe care este montat un undametru cu absorbție U. De pe linie prin cablu coaxial se trece un detector D și la galvanometru G.

Se acordează undametrul U (minim la galvanometrul G) și se determină f_0, pentru maximul tensiunii în zona N.

Se aplică variația de tensiune ΔV_R și se reacordează undametrul determinînd Δf. Se calculează Q sau se reprezintă dreapta $\frac{\Delta f}{f_0} = F(\Delta V_R)$ care are panta $\frac{\theta_0}{2QV_\Delta}$ (fig. 15.130)

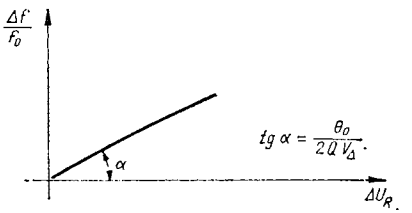


Fig. 15.130. Dreapta $\frac{\Delta f}{f_0} = F(\Delta V_R)$ care are panta proporțională cu factorul de calitate a cavității rezonante a clistronului reflex.

Ordinul N al zonei se deduce măsurînd tensiunile de reflector ale două zone succesive (pentru puterea maximă).

În acest caz:

$$\frac{N+1}{N} = \frac{V_{\Delta N}}{V_{\Delta N+1}} \tag{15.472}$$

unde N este număr întreg.

15.5.6. METODĂ DE NUL DINAMICĂ

Se folosește montajul din figura 15.131. Clistronul C este alimentat de la sursa S și modulat cu semnale în dinte de fierăstrău, care constituie și baza de timp a osciloscopului.

Semnalul dat de clistron trece prin atenuatorul A și se aplică undametrului cu absorbție U și apoi joncțiunii dublu T prin brațul H.

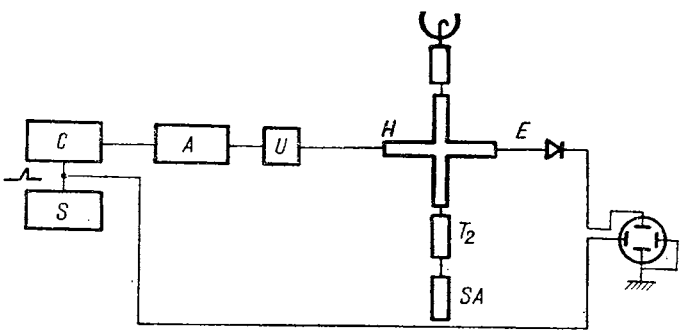


Fig. 15.131. Montajul folosit la metoda de nul dinamică.

Se poate acorda șurubul T_1 deplasabil și de înălțime reglabilă pînă la eliminarea semnalului la ieșire pentru o frecvență dată, citibilă cu undametrul U.

Șurubul este etalonat în factor de undă staționară astfel încît se citește factorul de undă staționară σ dat de cavitate la o frecvență cunoscută.

15.5.7. METODA STATICĂ

Metoda folosește modulația cu semnale dreptunghiulare a purtătoarei date de clistronul reflex și aplicarea pe plăcile verticale, respectiv orizontale ale osciloscopului a unor tensiuni proporționale cu puterea undei directe și puterea undei reflectate, astfel încît coeficientul de reflecție reprezintă panta dreptei ce trece prin punctul figurativ de pe osciloscop.

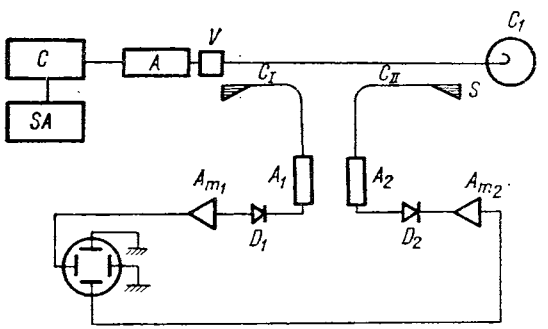


Fig. 15.132. Montajul utilizat în cazul metodei statice.

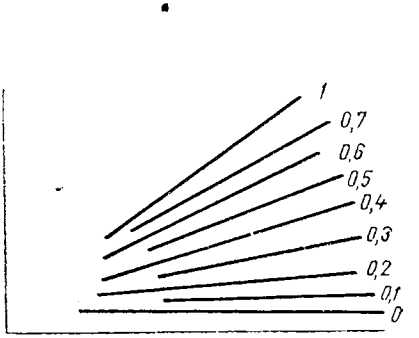


Fig. 15.133. Dreptele vizualizate pe ecranul osciloscopului, a căror fantă determină coeficientul de reflexie.

Montajul este prezentat în figura 15.132. Clistronul C este acordabil și este alimentat de o sursă SA ce îl modulează cu impulsuri dreptunghiulare. Atenuatorul A asigură sarcină constantă, iar undametrul cu absorbție U permite determinarea frecvenței de lucru.

Prin cuplorii direcționali CI și CII, alimentatorii A_1 și A_2, detectorii D_1 și D_2 și amplificatorii A_{m1} și A_{m2} se aplică plăcilor osciloscopului tensiuni proporționale undei directe și reflectate.

Pe ecranul osciloscopului se obține un punct prin care trece dreapta a cărei pantă determină coeficientul de reflexie. Figura 15.133.

Metodele de măsurare a factorului de calitate se aplică și pentru stripline pentru semiconductori, cu sisteme automate, sau cu ghiduri sub frecvența critică.

Metodele de măsură pentru factorul de calitate al liniilor sînt analoage cu cele folosite în microunde.

BIBLIOGRAFIE

Bibliografie pentru subcapitolele 15.1 15.4

1. Meinke, H., Gundlach, F. W. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik* ed. rusă, Gosenergizdat Moscova, 1962, vol. II, p. 535—541.
2. Barlow, H. M., Cullen, A. L. *Microwave Measurements*, ed. rusă, Izd. Sov. Radio, Moscova, 1952, p. 102—187; p. 225—249.

3. Tischer, J. F. *Mikrowellenmesstechnik*, Gosizdfizmatlit, Moscova, 1963, p. 100—162; p. 266—297.
4. Groll, H. *Mikrowellenmesstechnik*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1969, p. 161—281, p. 338—379.
5. Ginzton, L. E. *Microwave Measurements*, ed. rusă, Izd. Instr. Lit., Moscova, 1960, p. 302—393.
6. Starikov, D. V. *Metodî izmerenia na S.V.C. c primeneniem izmeritelnîh linii*, Izd. Sovet. Radio, Moscova, 1972, p. 71—90.
7. Slater, C. J. *Microwave Electronics*, Van Nostrand, New York, 1959, p. 22—36.
8. Paul, R. *Tehnica măsurării tranzistoarelor*, tr. din l. germană, Ed. tehnică, București, 1971, p. 252—255.
9. Valitov, R. A., Sretenskii, V. N. *Radioizmerenia na cverhvîsokih ciastotah*, Voen. Izd., Moscova, 1958, p. 259—316.
10. Terman, F. E., Pettit, J. M. *Electronic Measurements*, ed. rusă, Izd. inostr. lit., Moscova, 1955, p. 113—171.
11. Bondarenko, I. K., Deinega, G. A., Magraciev, Z. V. *Avtomatizația izmerenii parametrov S.V.C. traktov*, Sov. radio, Moscova, 1969, p. 5—27.
12. Fradin, A. Z., Rijkov, E. V. *Izmerenie parametrov antennofidernîh ustroistv*, Sviazizdat, Moscova, 1962, p. 80—193.
13. Budrun, G. D. și alții *Radioizmerenia na millimetrovîh volnah*, Izd. Hark. Univ., Harkov, 1958, p. 96—101.
14. Mirskii, G. I. *Radioelektronnîe izmerenia*, Gosenergizd, Moscova, 1963, p. 459—479.
15. Glebovici, G. V., Kovalev, I. P. — *Sirocopolosnîe linii peredaci impulsnîh signalov*, Sov. radio, Moscova, 1973, p. 186—214.
16. Montgomery C., Dicke R., Purcell, E. *Principles of Microwave Circuits*, New York, Mc Graw Hill, 1948, p. 486.
17. Collin, R. — *Field Theory of Guided Waves*, New York, Mc Graw Hill, 1960, p. 606.
18. Golant, E. B. *Sverhvîsokociastotnîe metodî issledovania plazmî*, Izd. Nauka, Moscova, 1968, p. 170—174.
19. Sucher, M. și Fox, J. *Handbrook of Microwave Measurements*, John Wiley, New York, 1963, Ed. III-a, vol. I, II și III.
20. Rulea, G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*, Ed. Tehnică, București, 1966.
21. Rulea, G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1972.
22. Gray, A. D. *Handbook of Coaxial Microwave Measurements*, General Radio, Masschusetts, 1968.
23. Thunqvist, D.E.O., Solbrand, S. G. *Two Methods for Measuring High Permittivity at Microwave Frequency*, I.E.E.E. Trans., Instrumentation and Measurement, vol. I.M. 17, nr. 3. Sept., 1968, p. 170—177.
24. Raicu, D. — *Precise Measurement of Refection Coefficients by Means of Tuned Microwave Reflectometers*, Revue Roumaine de Physique, Tome, 18, nr. 2, 1973, p. 177—186.
25. Magid, M. *Precision Determination of the Dielectric Properties of Nonmagnetic High-Loss Microwave Materials*, I. E. E. E. Trans., Instrumentation and Measurement, December 1968, vol. IM-17, Nr. 4, p. 291—303.
26. * * * *S. Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*, Newlett-Packard Journal, vol. 18, Nr. 6, February, 1967.
27. Morabin, A., Tête, A. *Un nouvel appareillage pour mesurer la permittivité complexe de liquides à fortes pertes*. C. R. Acad. Sci. Paris, t. 262, Serie B, 14 mars 1966, p. 752—755.
28. King, R. J., Christopherson, R. I. *A Homodyne System for the Measurement of Microwave Reflection Coefficients*, I.E.E.E. Trans., M.T.T., vol. 18, Nr. 9, Sept., 1970, p. 658—659.
29. Courtney, W. E. *Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability of Microwave Incubators*, I.E.E.E. Trans., M.T.T., vol. 18 Nr. 8, August, 1970, p. 476—486.
30. Glover, H. G. *A Simple Technique for Real — Time Measurement of Complex Reflection Coefficient*, I.E.E.E. Trans., M.T.T., vol. 18, Nr. 7, July, 1970, p. 410—412.
31. Yamamoto, H., Ohkawa, S. *Measurement of the Dielectric Constant and Loss Tangent of Liquides by the Transmitted — Reflected Wave Method in the Millimeter — Wave Range*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 19, Nr. 10, October, 1971, p. 827—829.

32. Napoli, L. S., Hughes, J. J. *A Simple Technique for the Accurate Determination of the Microwave Dielectric Constant for Microwave Integrated Circuit Substrates*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 19, Nr. 7, July, 1971, p. 664—665.
33. Rueggeberg, W. *Determination of Complex Permittivity of Arbitrary Dimensions Dielectric Modules at Microwave Frequencies*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 19, Nr. 6, June, 1971, p. 517—521.
34. Haveman, R. H., Davis, L. E. *Conductivity and the Microwave Properties of 81 — Permalloy Thin Films*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 19, Nr. 1, January, 1971, p. 116—119.
35. Rzepecka, M. A., Hamid, M.A.K. *Extension of Digital Automatic Method for Measuring the Permittivity of Thin Dielectric Films*, I.E.E.E. Trans. M.T.T. vol. 20, Nr. 9, Sept., 1972, p. 628—630.
36. Beatty, R. W. *Efficiencies of Microwave 2-Ports from Reflection Coefficient Measurements* I.E.E.E. Trans. M.T.T.., vol. 20, Nr. 5, May, 1972, p. 343—344.
37. Hanfling, J., Botte, L. *Measurement of Dielectric Materials Using a Cutoff Circular-Waveguide Cavity* — I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 20, Nr. 3, March, 1972, p. 233—235.
38. Sombo, P. I. — *The Locating Reflectometer*, I.E.E.E. Trans. M.T.T. vol. 20, Nr. 2, February, 1972, p. 105—112.
39. Howell, J. Q. — *A Quick Accurate Method to Measure the Dielectric Constant of Microwave Integrated — Circuit Substrates*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 21, Nr. 3, March, 1973, p. 142—144.
40. Chaurasia, H. K., Voss, W. A. G. *Rezistivity of Thin Metal Films*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 21, Nr. 1, January, 1973, p. 51—52.
41. DeBrecht, R. E. *Impedance Measurements of Microwave Lumped Elements from 1 to 12 GHz*, I.E.E.E. Trans. M.T.T., vol. 20, Nr. 1, January, 1972, p. 41—48.
42. Rulea, G. *Încadrarea studiului ghidurilor uniforme în teoria generală a rețelelor cu constante concentrate* Bul. Inst. Polit. Tom XXIII. Fasc. 4 Oct. —Dec. 1961, p. 190—203.
43. Kelly, A. *The Negative Capacitor, An Impedance Matching Element for Dielectric — Filled Transmision Line*, I.E.E.E. Transanctions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 15, nr. 10, October 1967, p. 583—584.
44. Rulea, G. și Zaciu, R. *Măsurarea permeativității și conductivității materialelor în microunde prin metoda perturbației cavității* — Automatica și Electronica, vol. 10, nr. 6, Decembrie, 1966, p. 269—273.
45. Rulea, G. *Curbele universale pentru calculul adaptării ghidurilor uniforme cu placă de dielectric*, Telecomunicații, Nr. 6, 1970, p. 244—246.
46. Brown, S.C. *The Interaction of Microwave with Gas — Discharge Plasmas*, Trans. I.R.E., M.T.T., 7, 1959, p. 69.
47. Whitmer, R.F. *Principles of Microwave Interactions with Ionized Media*, Microwave J., 2. February, p. 17, și March, p. 47, 1959.
48. Enander, B. *On Microwave Propagation in a Plasma-Filled Coaxial Line*. Ericsson Tech., 16, 1960, p. 59.
49. Chang, C. T. M. *Application of Deschamp's Graphical Method to Measurement of the Seattering Coefficients of Multipost Waveguide Junctions*, Tșans., I.E.E.E., M.T.T., vol. 20, February, Nr. 2, 1972, p. 186—187.
50. Kruppa, W. *An Explicit Solution for the Scattering Parameters of a Linear Two-Port Measured with an Imperfect Test Set*, I.E.E.E. Trans., M.T.T. vol. 19, Nr. 1, January, 1971, p. 122—123.

Bibliografia pentru subcapitolele 15.4—15.5

51. Meinike, H., Gundlach, F. W. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik* ed, Gosenergizdat, Moscova, 1962, vol. II, p. 532.
52. Barlow, H. M., Cullen, A.L. *Microwave Measurements*, ed. rusă, Izd. Sov. Radio, Moscova, 1952, p. 65; p. 196.
53. Tischer, J. F. *Microwellenmesstechnik*, ed. rusă, Gosizfizmatlit, Moscova, 1963, p. 243.
54. Groll, H. *Mikrowellenmesstechnik*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1969, p. 298.
55. Ginzton, L.E. *Microwave Measurements*, ed. rusă, Izd. Instr. Lit., Moscova, 1960, p. 481.
56. Slater, C. J. *Microwave Electronics*, Van Nostrand, New York, 1959, p. 57.
57. Valitov, R. A., Sretenskii, V. N. *Radioizmereni ana cverhvîsokih ciastotah*, Voen, Izd., Moscova, 1958, p. 316.

58. Terman, F. E., Pettit, J. M. *Electronic Measurements*, ed. rusă, Izd. inostr. lit., Moscova, 1955, p. 161.
59. Montgomery, C., Dicke, R., Purcell, F. *Principles of Microwave Circuits*, Mc. Graw Hill, New York, 1948, p. 207.
60. Montgomery, C. *Technique of Microwave Measurements*, New York, Mc. Graw Hill, 1947, p. 330.
61. Collin, R. *Foundations for Microwave Engineering*, New York, Mc. Graw Hill, 1966, p. 313.
62. Sucher, M. și Fox, J. *Handbook of Microwave Measurements*, John Wiley, New York, 1963, ed. III-a, vol. I, II și III.
63. Rulea, G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*, Ed. Tehnică, București, 1966.
64. Rulea, G. *Tehnica frecvențelor foarte înalte*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1972.
65. Ginzton, F. L. *Microwave Q Measurements in the Presence of Coupling Iosses*, IRE Trans MTT Nr. 4, Oct. 1958, p. 383.
66. Singh, Amarjit *An Improved Method for the Determination of Q Cavity Resonators*, IRE Trans MTT Nr. 2, April 1958, p. 155.
67. Mallory, B. K. *A Source of Error in the Use of Slope Detection for Perturbation Measurements*, IRE Trans MTT nr. 2, Martie, 1962, p. 146.
68. Somlo, P. I. *Some Aspects of the Measurements of the Q Factor of Transmission Lines*. IEEE Trans MTT Nr. 6, Noembrie, 1963, p. 472.
69. Hsu, H. P. *On the General Relation Between α and Q*, IEEE Trans. MTT, Nr. 4, Iulie, 1963, p. 258.
70. Riblet, H. J. *The Coupling Coefficients of on Unsimmetrical High Q Lossy Waveguide Resonator*, IEEE Trans. MTTT, Nr. 1, Ianuarie, 1963, p. 62.
71. Gustincic, J. J. *A Generak Power Loss Method for Attenuation of Cavites and Waveguides*, IEEE Trans. MTT, Nr. 1, Ianuarie, 1963, p. 83.
72. Napoli, L. S. Hughes, J. J. *A simple Technique for the Accurate Determination of the Microwave Dielectric Constant for Microwave Integrated Circuit Substrates* IEEE Trans. MTT, Nr. 7, Iulie, 1971, p. 664.
73. Robinson, G. H. *Resonant Frequency Calculations for Microstrip Cavities*, IEEE Trans. MTTT, Nr. 7, Iulie, 1971, p. 665.
74. Uhlier, A. *Automatic Microwave Q Measurement for Determination of Small Attenuations* IEEE, Trans. MTT, Ianuarie, Nr. 1, 1972, p. 38.
75. Eldumiati, I. I. Haddad, I. G. *Cavity Perturbation Techniques for Measurement of the Microwave Conductivity, Dielectric Constant of a Bulk Semiconductor Material*. IEEE Trans. MTT, Februarie, Nr. 2, 1972, p. 126.
76. Hanflig, J. Botte, L. *Measurement of Dielectric Materiale Using a Cutoff Circular Waveguide Cavity*, IEEE Trans. MTT, Martie, 1972, p. 233.
77. Mendez, A. H. *On the Theory of Low-Frequency Excitation of Cavity Resonators*, IEEE Trans. MTT, Nr. 8, August, 1970, p. 444.
78. Schiffman, M. B. *Crossed-Cylinder Microwave Resonator*, IEEE, Trans., MTT, nr. 8, August, 1970, p. 509.
79. Courtney, E. W. *Analysis and Evolution of a Method of Measuring the complex Permittivity and Permeability of Microwave Insulators* IEEE Trans. MTT, Nr. 8, August 1970, p. 476.
80. Rulea, G. Zaciu, R. *Măsurarea permitivității și conductivității materialelor în microunde prin metoda perturbației cavității*. Automatica și Electronica, vol. 10, nr. 6, Decembrie, 1966, p. 269—273.

16.

Măsurarea mărimilor neelectrice

16.1. GENERALITĂȚI

Aparatele electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice, deși de o mare diversitate, au în general o structură comună care este reprezentată, sub formă simplificată, în figura 16.1.

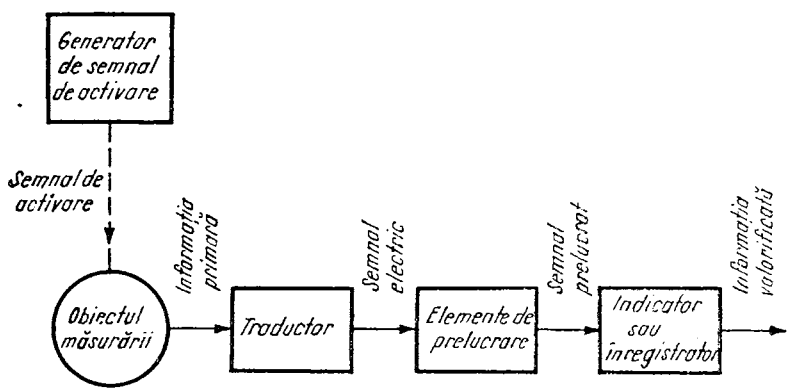


Fig. 16.1. Structura generală a aparatelor electronice de măsurat

Aparatul se compune din trei părți principale:

- traductor (denumit uneori și traductor de intrare);
- elemente de prelucrare (sau circuite modificatoare);
- indicator sau înregistrator (denumit uneori și traductor de ieșire).

Traductorul generează semnalul electric de intrare, funcție de mărimea neelectrică de măsurat. Dacă obiectul măsurării poate ceda energia necesară măsurării, semnalul electric se obține de obicei prin simplă conversiune a mărimii neelectrice în mărime electrică. În caz contrar, este necesar un semnal exterior, care poate fi numit „semnal de activare", pentru obținerea semna-

lului electric corespunzător (acesta este cazul, de exemplu, la măsurarea diverselor proprietăți de material).

Elementele de prelucrare pun în evidență variația semnalului și, în general, îl transformă în tensiune electrică. De regulă, semnalul de intrare este slab și este necesară amplificarea lui; de aceea, în cele mai multe cazuri, această parte a aparatului conține și amplificatoare electronice. Dacă este necesar, cu ajutorul modulatoarelor și al demodulatoarelor se modifică legea de variație în timp a semnalului. Alte elemente de prelucrare pot fi corelatoare, circuite operaționale (însumatoare, multiplicatoare, logaritmoare etc.), convertoare analog-digitale etc.

Indicatorul sau înregistratorul valorifică informația de măsurare, convertind-o sub o formă utilizabilă de către operator: vizibilă direct, prin înregistrare, sau prin semnale electrice folosite pentru telemăsurare, pentru comandă automată, centralizare etc.

16.1.1. TRADUCTOARE

Traductoarele pot fi clasificate după mai multe criterii. După principiul de funcționare, traductoarele pot fi:

- traductoare generatoare, care furnizează un semnal electric fără să fie alimentate cu putere electrică (de exemplu, termocupluri, generatoare tahometrice, dispozitive fotoelectrice, traductoare piezoelectrice etc.);
- traductoare parametrice, care necesită alimentare electrică pentru a furniza semnalul de ieșire (de exemplu, termorezistoare, traductoare electrotensometrice, traductoare inductive sau capacitive de deplasare, traductoare potențiometrice etc.).

După natura mărimilor furnizate la ieșire se deosebesc:

- traductoare analogice care furnizează un semnal variabil continuu cu mărimea măsurată (variația unei tensiuni, a unei impedanțe, a frecvenței sau a fazei unui semnal electric alternativ, variația duratei unor impulsuri etc.);
- traductoare digitale, care furnizează un semnal discontinuu, o succesiune de impulsuri sau o combinație de tensiuni care după un anumit cod reprezintă valori discrete ale mărimii de măsurat.

După mărimea de intrare, traductoarele pot fi:

- traductoare pentru mărimi geometrice (lungime, arie, volum, nivel, unghi, rugozitate etc.);
- traductoare pentru mărimi mecanice (masă, forță, presiune, debit etc.);
- traductoare de temperatură;
- traductoare pentru mărimi fotometrice;
- traductoare pentru mărimi de material (densitate, indice de refracție, vîscozitate etc.);

- traductoare de compoziție și concentrație;
- traductoare pentru radiații etc.

Există traductoare cu convertire directă (de exemplu, traductor de deplasare potențiometric, traductor de temperatură cu termocuplu) și traductoare cu convertire indirectă, în care se folosesc una sau mai multe mărimi intermediare (de exemplu, traductor electrotensometric de forță, la care mărimea intermediară este deformarea; traductor de viteză cu fir cald, în care mărimea intermediară este temperatura).

16.1.2. CARACTERISTICI GENERALE ALE ANSAMBLURILOR DE MĂSURARE A MĂRIMILOR NEELECTRICE

Aceste caracteristici generale se referă la interdependența mărimilor de intrare și de ieșire ale ansamblului de măsurare (sistem de măsurare, aparat de măsurat etc.) sau ale elementelor acestuia. Ele sînt de trei tipuri: caracteristici de intrare, caracteristici de transfer și caracteristici de ieșire.

Caracteristicile de intrare reprezintă relația între mărimile de intrare ale sistemului și caracterizează interacțiunea acestuia cu obiectul supus măsurării. Un exemplu de caracteristică de intrare este impedanța de intrare, în cazul unui element cu intrare de natură electrică. În mod analog se pot defini mărimi similare impedanței și în cazul mărimilor de intrare neelectrice (de exemplu, impedanță mecanică, impedanță acustică etc.).

Caracteristicile de transfer reprezintă relația între cîte o mărime de intrare și o mărime de ieșire. Ele caracterizează funcționarea traductorului în sine, fără a ține seama de interacțiunea acestuia cu elementele între care este intercalat. Caracteristicile de transfer sînt cele mai importante dintre caracteristicile generale. Pot fi statice sau dinamice, exprimate analitic sau grafic, globale (integrale) sau locale (diferențiale).

Caracteristicile de ieșire reprezintă relații între mărimile de ieșire ale sistemului și caracterizează interacțiunea acestuia cu elementul care este cuplat la ieșire.

Caracteristici statice. Cea mai importantă caracteristică statică este cea care exprimă dependența dintre mărimea de intrare x și mărimea de ieșire y

$$y = f(x) \tag{16.1}$$

(numită și caracteristică de transfer statică). În figura 16.2 sînt date cîteva exemple de caracteristici statice. Caracteristica din figura 16.2*a* este o caracteristică liniară, reprezentată prin ecuația

$$y = a + kx \tag{16.2}$$

unde a este o constantă de aceeași dimensiune cu y, iar k este un factor constant de dimensiunea raportului y/x. Caracteristicile din figura 16.2*b* și 16.2*c* sînt

exemple de caracteristici neliniare. Practic toate caracteristicile elementelor sînt mai mult sau mai puțin neliniare; cele fără neliniarități pronunțate pot fi aproximate printr-o caracteristică liniară.

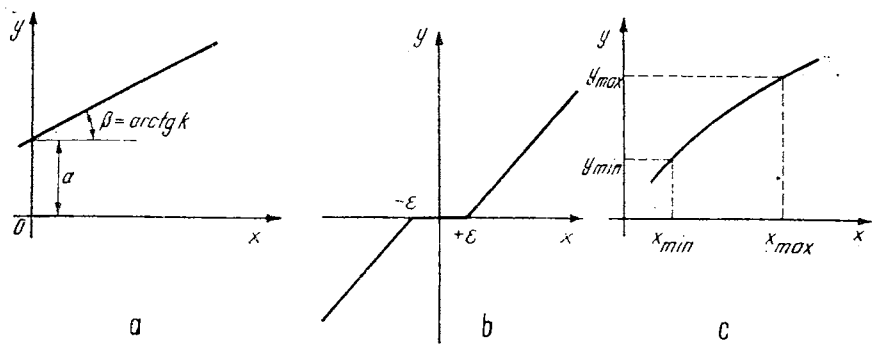


Fig. 16.2. Caracteristici statice:
a — caracteristică liniară; *b* — caracteristică cu prag de sensibilitate; *c* — caracteristică curbilinie.

Valorile x_{min} și x_{max}, respectiv y_{min} și y_{max} constituie limitele domeniului sau gamei de lucru:

- domeniul de intrare este

$$x_{max} - x_{min}, \tag{16.3}$$

- domeniul de ieșire este

$$y_{max} - y_{min} \tag{16.4}$$

Coeficientul de transfer caracterizează cantitativ proprietățile de transfer ale unui element. În cazul traductoarelor, coeficientul de transfer se mai numește sensibilitate.

Coeficientul de transfer mediu este dat de raportul

$$k_m = \frac{y_{max} - y_{min}}{x_{max} - x_{min}} \tag{16.5}$$

iar coeficientul de transfer diferențial este

$$k_d = \frac{dy}{dx} \approx \frac{\Delta y}{\Delta x} \tag{16.6}$$

Abaterea caracteristicii de transfer efective (reale) de la caracteristica de transfer nominală (ideală) definește erorile statice ale elementului. Aceste erori se definesc, în general, ca și la aparatele de măsurat mărimi electrice.

Caracteristici dinamice. Comportarea în regim dinamic a sistemelor sau elementelor de măsurare este caracterizată în special prin rămînerea în urmă a variabilei de ieșire y în raport cu variabila x (eroare dinamică). În unele cazuri prezintă importanță și modul diferit de variație în timp a lui y față de x (de exemplu, o variație periodică a lui y la variația aperiodică a lui x).

Comportarea elementelor în regim dinamic este exprimată prin caracteristica dinamică a elementului. Aceasta rezultă din ecuația diferențială care leagă variațiile mărimilor $y(t)$ și $x(t)$, în general de forma unei ecuații diferențiale liniare de ordinul n. Cele mai multe elemente din aparatele electronice de măsurat pot fi caracterizate prin ecuații diferențiale de ordinul I (elemente aperiodice) sau ecuații diferențiale de ordinul II.

Elementele de ordinul I sau aperiodice se întîlnesc ca elemente electrice sub forma circuitelor rezistență — capacitate (RC) sau rezistență — inductanță (RL), ca elemente pneumatice sub forma unui rezervor legat la o conductă de aer printr-o rezistență, ca elemente mecanice sub forma unui resort legat de un amortizor, ca elemente termice sub forma unui corp care schimbă căldură cu un alt corp etc.

Caracteristica dinamică a unui element de ordinul I are ecuația diferențială

$$T\frac{dy}{dt} + y = x, \tag{16.7}$$

iar funcția de transfer, obținută cu ajutorul transformatei Laplace, este

$$K(p) = \frac{1}{Tp + 1} \tag{16.8}$$

Mărimea T se numește constanta de timp a elementului.

Elementele de ordinul II se întîlnesc ca elemente electrice sub forma de circuite rezistență — inductanță — capacitate (RLC), ca elemente mecanice conținînd mase inerte legate la resoarte și amortizoare etc.

Ecuația diferențială a unui element de ordinul II este

$$T_2^2\frac{d^2y}{dt^2} + T_1\frac{dy}{dt} + y = x, \tag{16.9}$$

iar funcția de transfer este

$$K(p) = \frac{1}{T_2^2p^2 + T_1p + 1} \tag{16.10}$$

În figura 16.3 sînt reprezentate caracteristicile de frecvență și răspunsul la saltul treaptă al elementelor de ordinul I și de ordinul II.

În figura 16.4 se prezintă o formă mai generală de răspuns la saltul treaptă al unui element de măsurare. Cele mai importante dintre mărimile care caracterizează acest răspuns sînt următoarele:

T_0 — timpul de întîrziere (sau timpul mort): timpul de la momentul aplicării semnalului x pînă la atingerea de către y a valorii 0,1 $f(x)$, în care $f(x)$ este răspunsul static;

T_r — timpul de creștere al lui y: timpul de la 0,1 $f(x)$ la 0,9 $f(x)$;

T_s — timpul de stabilire: durata totală a regimului tranzitoriu, de la momentul aplicării semnalului x pînă la momentul în care abaterea instantanee a lui y față de $f(x)$ a scăzut sub un procent determinat (de exemplu, sub 1%).

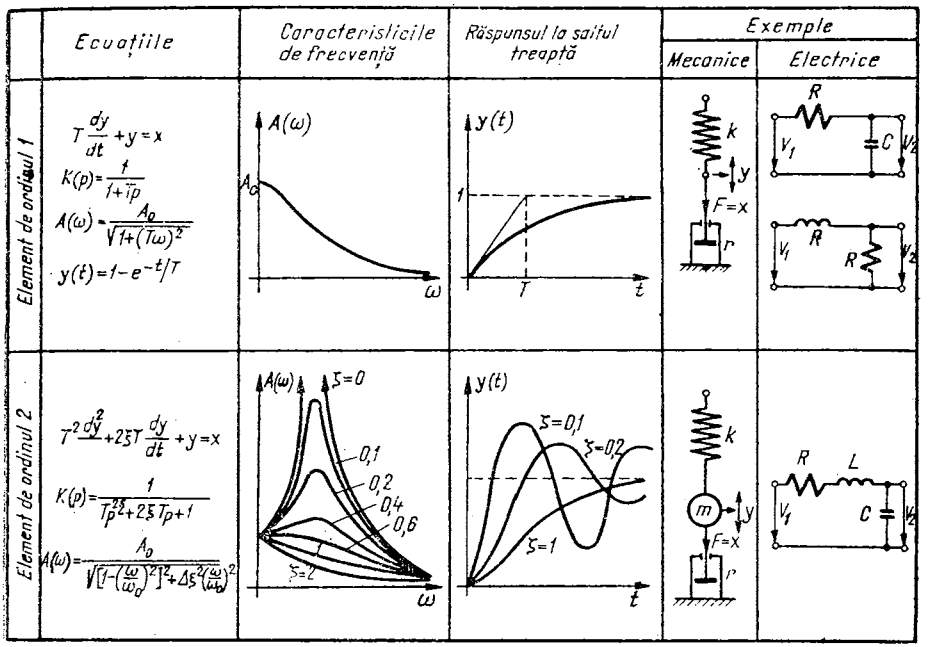


Fig. 16.3. Caracteristicile de frecvență și răspunsurile la saltul treaptă ale elementelor de ordinul 1 și 2.

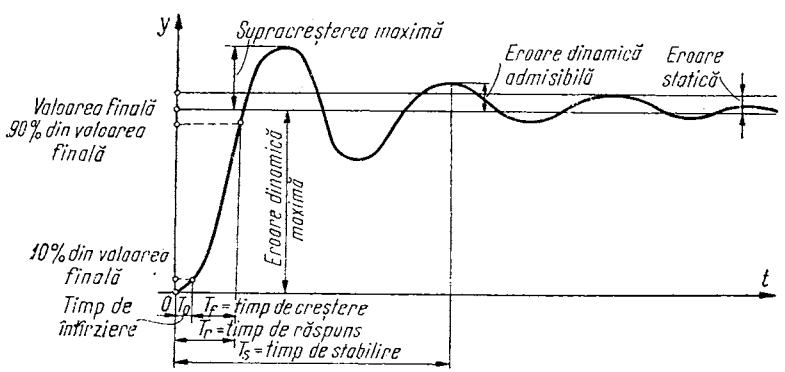


Fig. 16.4. Forma generală a răspunsului la saltul treaptă a unui element de măsurare.

16.2. MĂSURAREA MĂRIMILOR GEOMETRICE

16.2.1. MĂSURAREA DEPLASĂRILOR

Măsurarea cu precizie a deplasărilor este necesară atît în industrie cît și în laboratoarele de cercetări. Dezvoltarea industriei de mecanică fină, printre altele, a impulsionat dezvoltarea de aparatură de măsurare a deplasărilor și implicit a dimensiunilor, cu performanțe din ce în ce mai ridicate.

În cadrul aparaturii de măsurare a deplasărilor, aparatura electronică ocupă un rol din ce în ce mai important.

Structura aparatelor electronice de măsurat deplasări, cuprinde în principal două elemente de bază: traductorul electric de deplasare și blocul electronic care prelucrează semnalul de la traductor.

Traductorul electric de deplasare este un convertor deplasare mecanică — mărime electrică.

Blocul electronic reprezintă un complex de circuite electronice destinate să prelucreze mărimea electrică de ieșire a unuia sau mai multor traductoare.

Traductoarele electrice de deplasare pot fi clasificate după mai multe criterii. Astfel, după raportul dintre traductor și obiectul de măsurat, traductoarele sînt cu contact sau fără contact (cu obiectul de măsurat). După mărimea electrică, care variază cu deplasarea de măsurat, traductoarele se clasifică în traductoare: rezistive, inductive, capacitive, fotoelectrice etc.

După caracterul semnalului de ieșire al traductorului, traductoarele sînt traductoare analogice și traductoare digitale. În cazul traductoarelor analogice, mărimea electrică de ieșire este o mărime analogică, pe cînd în cazul traductoarelor digitale, mărimea electrică de ieșire este un număr de impulsuri sau niște impulsuri cu diferite ponderi, reprezentînd un număr într-un anumit cod.

Traductoare analogice de deplasare

Traductoare rezistive de deplasare. Elementul sensibil al traductoarelor rezistive de deplasare este un rezistor de o construcție specială, care asigură proporționalitatea dintre rezistență și deplasare

$$R = S \cdot d \tag{16.11}$$

unde R este rezistența traductorului;

S — sensibilitatea traductorului;

d — deplasarea de măsurat.

La un traductor ideal S nu depinde de d.

Din punct de vedere electric traductorul rezistiv reprezintă un rezistor variabil (fig. 16.5), care poate fi folosit și ca potențiometru. Cursorul se deplasează sub acțiunea unui palpator (cap de testare) aflat în legătură mecanică rigidă cu piesa a cărei deplasare se măsoară.

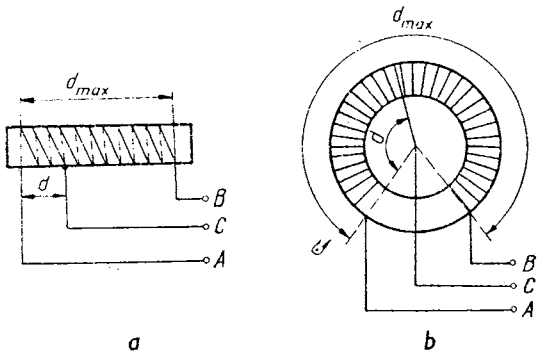


Fig. 16.5. Traductoare rezistive de deplasare:
a — liniare; *b* — unghiulare.

Traductoarele rezistive se folosesc atît pentru măsurarea deplasărilor liniare cît și pentru măsurarea deplasărilor unghiulare, rezistoarele fiind în mod corespunzător liniare, respectiv circulare sau elicoidale.

Rezistoarele liniare se construiesc pentru deplasări liniare maxime în gama 20 mm...400 mm, rezistoarele circulare se construiesc pentru deplasări unghiulare maxime de aproximativ 300°, iar cele elicoidale, pentru deplasări unghiulare maxime de aproximativ 3 600° (10 ture).

Din punct de vedere constructiv, rezistoarele se realizează fie bobinat, fie cu element rezistiv continuu.

Un dezavantaj al traductoarelor bobinate îl prezintă faptul că variația rezistenței la deplasarea cursorului nu se face continuu ci în trepte, egale cu rezistența unei spire. Ca urmare există o eroare de discontinuitate care este cu atît mai mare cu cît numărul de spire este mai mic. Numărul maxim de spire care se pot bobina pe un traductor rezistiv este de aproximativ 3 500, ceea ce face ca rezistența pe spiră să fie de 300 ppm din valoarea totală a rezistenței. Eroarea maximă de discontinuitate este egală cu jumătate din rezistența pe spiră, raportată la valoarea totală, adică în cel mai bun caz este de 150 ppm. La traductoarele elicoidale eroarea de discontinuitate este cea de mai sus, divizată cu numărul de ture.

O altă sursă de erori care afectează liniaritatea traductorului este neuniformitatea de bobinare și neuniformitatea rezistenței conductorului. Eroarea relativă de neliniaritate este cuprinsă între 250 ppm și 5000 ppm, o valoare tipică fiind 2 500 ppm.

Traductoarele cu element rezistiv continuu s-au răspîndit mai ales în ultima vreme, cînd din punct de vedere tehnologic a fost posibilă realizarea unor piste rezistive uniforme. Eroarea lor de discontinuitate este zero. Eroarea relativă de neliniaritate este de ordinul 1 000 ppm. Coeficientul de temperatură al rezistenței este mai mare decît la cele bobinate, avînd o valoare nu mai mică de 100 ppm/°C.

Toate conductoarele rezistive au dezavantajul că necesită o forță de acționare relativ mare față de celelalte traductoare de deplasare. De asemenea, aceste traductoare se uzează mai repede decît celelalte traductoare de deplasare, datorită frecării cursor-element rezistiv.

Un avantaj important al traductoarelor rezistive îl constituie faptul că putînd fi alimentate în curent continuu, pentru prelucrarea semnalului de ieșire nu sînt necesare circuite de demodulare.

În plus semnalul de ieșire este de ordinul milivolți ... volți, fapt ce face ca afișarea rezultatului pe un instrument să se poată face fără a fi nevoie de etaje de amplificare.

Un alt avantaj al traductorului rezistiv îl prezintă raportul extrem de favorabil dintre dimensiunea traductorului și deplasarea maximă de măsurat.

Traductoare inductive de deplasare. Elementul sensibil de deplasare al acestor traductoare este un inductor, a cărui inductanță variază cu deplasarea după legea

$$L - L_0 = S \cdot d \tag{16.12}$$

unde L este valoarea inductanței;

L_0 — inductanța de referință;

S — sensibilitatea traductorului inductiv;

d — deplasarea de măsurat.

Traductoarele inductive sînt fie cu întrefier variabil, fie cu miez mobil.

Traductoarele inductive cu întrefier variabil (fig. 16.6) se pot folosi atît în varianta cu contact — caz în care armătura se mișcă sub acțiunea piesei în legătură cu care se măsoară deplasarea — cît și în varianta fără contact — caz în care armătura prin care se închide circuitul magnetic al traductorului îl constituie piesa în legătură cu care se măsoară deplasarea. În acest din urmă

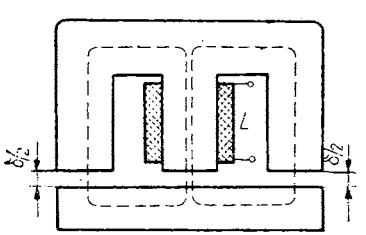


Fig. 16.6. Traductor inductiv cu întrefier variabil.

caz piesa trebuie să fie dintr-un material feromagnetic. Se poate arăta pentru aceste traductoare că

$$L = \frac{k}{\delta} \tag{16.13}$$

unde δ este valoarea întrefierului;

k — constantă caracteristică pentru traductor.

Dacă $$\delta = \delta_0 - d$$

unde δ_0 este întrefierul inițial;
d — deplasarea de măsurat și;
$\frac{d}{\delta_0} \ll 1$,

atunci $$L = \frac{K}{\delta_0 - d} \approx \frac{K}{\delta_0}\left(1 + \frac{d}{\delta_0}\right) \tag{16.14}$$

sau

$$L - \frac{K}{\delta_0} = \frac{K}{\delta_0^2} d \tag{16.15}$$

Se pot deci măsura deplasări d măsurînd $L - L_0$. Se vede că

$$L_0 = \frac{K}{\delta_0} \tag{16.16}$$

$$S = \frac{K}{\delta_0^2} \tag{16.17}$$

Date tipice pentru aceste traductoare sînt $\delta_0 = 0{,}5 \ldots 5$ mm și $d_{max} = 200$ μm.

Sensibilitatea, după cum se poate observa din examinarea relației (16.17), depinde de valoarea întrefierului inițial.

Traductoarele inductive cu întrefier variabil se folosesc adesea în variantă diferențială, variantă ce asigură o liniaritate satisfăcătoare pe o plajă de cel puțin trei ori mai mare și în plus o sensibilitate dublă.

Traductoarele inductive cu întrefier variabil se construiesc pentru frecvențe de alimentare de 50 Hz pînă la 10 kHz. Dimensiunile lor depind în mod direct de frecvența de lucru, gabaritele mari fiind asociate frecvențelor de lucru joase.

O utilizare specifică a traductoarelor inductive cu întrefier variabil fără contact o constituie măsurarea vibrațiilor mecanice și în general măsurarea unor deplasări dinamice (aceasta datorită faptului că traductorul nu încarcă obiectul supus observației).

Trebuie remarcat faptul că traductoarele inductive cu întrefier variabil se realizează și în variante pentru măsurarea grosimilor unor acoperiri dia- sau paramagnetice pe piese cu proprietăți feromagnetice (fig. 16.7).

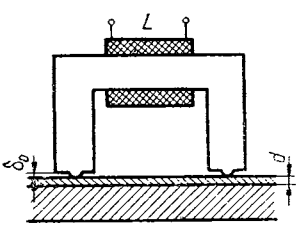


Fig. 16.7. Traductor inductiv cu întrefier pentru măsurarea grosimii acoperirilor.

Grosimea acoperirii intervine integral ca parte variabilă d a întrefierului traductorului, între fierul inițial δ_0 fiind realizat cu niște distanțiere.

Traductoarele inductive cu miez mobil sînt foarte răspîndite pentru măsurări de deplasări în gama ± 1 mm, dar se construiesc și variante pentru deplasări pînă la ± 100 mm.

Deși sînt posibile și variante nediferențiale, varianta diferențială este cea mai larg răspîndită.

Structura tipică a unui traductor inductiv diferențial este prezentată în figura 16.8.

Traductorul este format din două bobine identice L_1 și L_2 așezate de-a lungul unei axe. În interiorul bobinelor se află miezul mobil M. Miezul mobil este un bastonaș sau un tubuleț din ferită la traductoarele ce măsoară deplasări mici de pînă la ± 1 mm, sau din oțel moale la traductoarele ce măsoară deplasări mari.

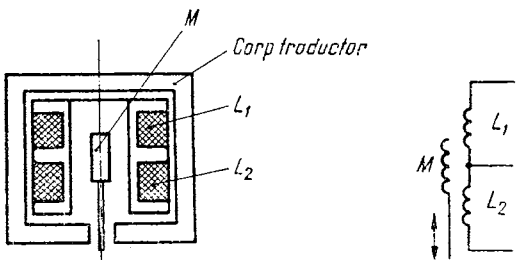


Fig. 16.8. Traductor inductiv diferențial de deplasare.

Cînd miezul mobil se găsește într-o poziție simetrică față de bobinele L_1 și L_2, tensiunea de alimentare a traductorului se divizează exact la 1 : 2. Dacă din această poziție de referință miezul mobil se deplasează, intrînd de exemplu mai mult în L_1, atunci valoarea inductanței L_1 crește iar valoarea inductanței L_2 scade. Raportul de divizare se abate de la 1:2, abaterea fiind liniară cu deplasarea cu o aproximație foarte bună pentru anumite limite ale deplasării.

Miezul mobil se continuă cu o tijă dintr-un material neferomagnetic. Această tijă se fixează fie de piesa a cărei deplasare se măsoară, fie într-un sistem mecanic cu palpator, palpatorul fiind presat pe suprafața a cărei deplasare se măsoară, prin intermediul unei forțe elastice. În acest din urmă caz traductoarele se realizează în construcții compacte.

Sistemul mecanic, care transmite deplasarea de la piesă la miez, nu trebuie să introducă erori de măsură, adică nu trebuie să aibă frecări și nu trebuie să permită deplasări transversale ale miezului.

De obicei miezul mobil are o lungime de (0,2 ... 0,8) din lungimea ansamblului bobinelor, deplasarea maximă de măsurat fiind aproximativ 0,1 din lungimea miezului.

Traductoarele se alimentează cu tensiune alternativă cu frecvența între 1 kHz și 50 kHz.

Dat fiind că principalul mod de conectare a acestor traductoare este în punte (fig. 16.9), se definește pentru aceste traductoare sensibilitatea S cu ajutorul relației

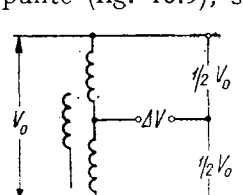


Fig. 16.9. Traductor inductiv diferențial conectat în punte.

$$\text{Real}\ (\Delta V) = S \cdot d \cdot V_0 \tag{16.18}$$

unde ΔV este tensiunea de dezechilibru a punții;

S — sensibilitatea traductorului;

d — deplasarea de măsurat;

V_0 — tensiunea de alimentare a punții.

Sensibilitatea unor astfel de traductoare ajunge pînă la 100 $\mu V/V/\mu m$

Eroarea de neliniaritate are o valoare tipică de $\pm 0{,}5\%$, ajungînd, prin limitarea deplasărilor maxime la aproximativ 1/3 din deplasarea maximă pentru care este indicată folosirea traductorului, la $\pm 0{,}1\%$.

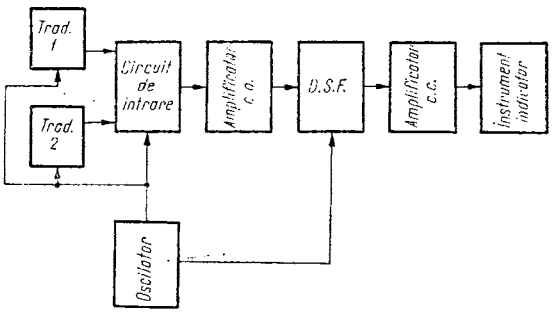


Fig. 16.10. Schema bloc a unui micrometru electronic cu traductor inductiv diferențial de deplasare.

Dimensiunile acestor traductoare sînt mari comparativ cu deplasările pe care le măsoară.

Schema bloc tipică a unui aparat electronic echipat cu traductoare inductive diferențiale de deplasare este prezentată în figura 16.10.

Aparatele de acest gen lucrează cu unul sau două traductoare. Folosirea simultană a două traductoare permite în plus măsurarea sumei sau diferenței a două deplasări. Fiecare traductor este conectat într-o punte de c.a. Semnalele de ieșire ale punților corespunzătoare celor două traductoare se însumează sau se scad, semnalul rezultant aplicîndu-se amplificatorului de c.a. Semipunțile aflate în aparat împreună cu circuitul de sumă-diferență formează circuitul de intrare. Din aceste semipunți se face uneori reglajul electric al zeroului de referință, în alte cazuri existînd pentru acest reglaj o punte separată. Elementele circuitului de intrare trebuie să fie de bună calitate, pentru a nu produce o derivă a indicației în timp sau la variația temperaturii. Se folosesc rezistoare cu peliculă metalică cu coefient de temperatură scăzut, sau înfășurări de transformator, cu funcție de divizoare inductive. Punțile se alimentează cu semnal sinusoidal.

Amplitudinea semnalului oscilatorului trebuie să aibă o foarte bună stabilitate, întrucît valoarea ei intervine direct în indicația aparatului.

Semnalul de la ieșirea circuitului de intrare, semnal a cărui componentă activă are amplitudinea proporțională cu deplasarea de măsurat, se aplică amplificatorului de curent alternativ. Date tipice pentru amplificator sînt:

- neliniaritatea amplificării la variațiile semnalului de intrare: 0,3%;
- coeficient de temperatură al amplificării $10^{-4}/°C$;
- precizia atenuatorului: 0,5%;
- defazajul factorului de transfer: 1°.

Semnalul amplificat este detectat de un detector sensibil la fază.

Necesitatea folosirii unui detector sensibil la fază rezultă din următoarele:

- aparatul trebuie să indice sensul deplasării față de poziția aleasă ca referință;

● deplasarea este proporțională cu componenta în fază a semnalului de ieșire a punții, tensiunea de referință fiind tensiunea de alimentare a punții.

Se folosesc atît detectoare sensibile la fază cu diode cît și cu tranzistoare bipolare sau cu tranzistoare cu efect de cîmp.

Semnalul de la ieșirea detectorului sensibil la fază este un semnal continuu care, funcție de nivel, trece printr-un amplificator de curent continuu sau este folosit direct pentru afișarea indicației.

Instrumentul indicator este fie un instrument magnetoelectric, fie un voltmetru digital, gradate în unități de deplasare.

Aceste aparate mai au uneori două sau mai multe circuite comparatoare, pentru clasificarea mărimii măsurate. De asemenea mai pot exista circuite care să memoreze valoarea maximă sau minimă a mărimii măsurate.

Aceste informații se pot utiliza pentru comanda unor prelucrări mecanice, a unor sortări etc.

Precizia globală a unor astfel de aparate mai puțin instrumentul indicator este de aproximativ 1%, într-o gamă de temperatură de (10...40)°C.

Traductoare transformator de deplasare. Traductoarele transformator de deplasare sînt transformatoare astfel construite încît tensiunea indusă variază liniar cu deplasarea de măsurat, prin modificarea inductanței mutuale.

Există multe moduri prin care se poate modifica inductanța mutuală: prin deplasarea unei bobine în raport cu altă bobină, prin deplasarea unei armături într-un circuit magnetic cu întrefier, prin deplasarea unui miez feromagnetic mobil într-un circuit magnetic deschis.

Se construiesc traductoare transformator pentru deplasări liniare, dar și pentru deplasări unghiulare. Și în cazul acestor traductoare se folosesc cu precădere variantele diferențiale.

Unul din cele mai răspîndite tipuri de traductoare transformator de deplasare este traductorul transformator diferențial cu miez mobil (fig. 16.11).

Traductorul este compus dintr-un primar P și două secundare S_1 și S_2, identice ca geometrie și număr de spire, dispuse unul lîngă altul. Tensiunea indusă în secundare depinde de poziția miezului mobil feromagnetic M. Cînd miezul se află mai mult în dreptul secundarului S_1, tensiunea indusă în acest

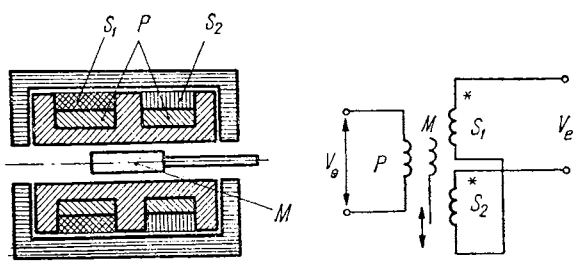


Fig. 16.11. Traductor transformator diferențial cu miez mobil.

secundar va fi mai mare decît cea indusă în secundarul S_2. Cînd miezul se află într-o poziție mediană, cele două tensiuni induse sînt egale. Conectînd cele două secundare în opoziție, tensiunea la ieșire V_0 va fi diferența celor două tensiuni induse. Amplitudinea tensiunii V_0 va fi proporțională cu deplasarea, iar faza indică semnul deplasării.

Pentru deplasări mici liniaritatea tensiunii V_0 în raport cu deplasarea este foarte bună.

Gama de deplasări maxime, pentru care se construiesc aceste traductoare, este de 0,5 mm pînă la 25 mm.

Miniaturizarea componentelor electronice a permis să se realizeze și traductoare transformator diferențial, care să fie excitate în curent continuu,

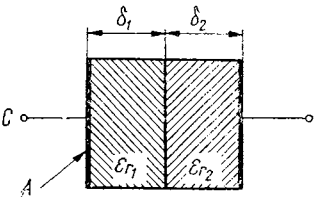


Fig. 16.12. Condensator plan cu două straturi dielectrice.

dînd la ieșire un semnal continuu. Aceste traductoare sînt de fapt traductoare transformator diferențial de curent alternativ plus un oscilator care alimentează traductorul și un detector sensibil la fază. Circuitul electronic se află în interiorul carcasei, în care se află și traductorul propriu-zis.

Date tipice pentru un astfel de traductor sînt:

- deplasarea maximă $\pm$ 2 mm;
- eroarea de neliniaritate 0,2% din semnalul de ieșire;
- sensibilitatea la 12 V tensiune de excitație 80 mV/V/mm;
- deriva zeroului cu temperatura 0,015%/°C;
- coeficientul de temperatură al sensibilității 0,025%/°C;
- impedanța sursei 20 kΩ;
- sarcina de calibrare 20 kΩ.

Traductoarele pentru deplasări mai mari au erori de neliniaritate care ajung pînă la 1%.

Traductoarele transformator diferențial, în afara utilizării lor direct pentru măsurarea deplasărilor, sînt foarte des folosite în traductoare complexe cu transformări succesive de mărimi, la care mărimea de măsurat este convertită mai întîi într-o deplasare și apoi în semnal electric.

Traductoare capacitive de deplasare. Elementul sensibil la deplasare în acest caz este un condensator.

Pentru realizarea de traductoare capacitive se folosesc aproape în exclusivitate condensatoare cu armături plane sau cu armături cilindrice (fig. 16.12)

Se poate arăta că în cazul unui condensator plan cu dielectricul format din două materiale

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{\frac{\delta_1}{\varepsilon_{r_1}} + \frac{\delta_2}{\varepsilon_{r_2}}} \tag{16.19}$$

unde C este capacitatea condensatorului;

ε_0 — permitivitatea aerului;

A — suprafața pe care se suprapun armăturile;

δ_1 — grosimea dielectricului cu permitivitatea dielectrică relativă ε_{r_1};

δ_2 — grosimea dielectricului cu permitivitatea dielectrică relativă ε_{r_2}.

Dacă $\varepsilon_{r_1} = \varepsilon_{r_2} = 1$, adică dielectricul este aerul, se obține

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\delta_1 + \delta_2} = \frac{\varepsilon_0 A}{\delta} \tag{16.20}$$

unde cu δ s-a notat suma $\delta_1 + \delta_2$.

Dacă $$\delta = \delta_0 + d$$

unde δ_0 reprezintă distanța inițială dintre armături;
d — deplasarea relativă a armăturilor, egală cu deplasarea de măsurat, expresia (16.20) devine

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\delta_0 + d} = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\delta_0}\left(\frac{1}{1 + \frac{d}{\delta_0}}\right) \tag{16.21}$$

Dacă în plus este îndeplinită condiția $d \ll \delta_0$ este valabilă aproximația

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\delta_0}\left(1 - \frac{d}{\delta_0}\right) \tag{16.22}$$

Se poate deci scrie

$$C = C_0 - S \cdot d \tag{16.23}$$

C_0 și S pot fi obținuți prin identificare din (16.22). Cînd $\frac{d_{max}}{\delta_0} < 0{,}1$ eroarea de neliniaritate este mai mică de 1%. Dacă se menține distanța dintre armături constantă, dar se modifică A, suprafața pe care se suprapun armăturile și dacă A este un dreptunghi care prin deplasare își modifică numai o latură, atunci relația (16.22) caracterizează și această situație.

Se pot construi și condensatoare care să aibă capacitatea variabilă funcție de unghiul de suprapunere a armăturilor.

Dacă între plăcile unui condensator plan cu aer cu distanța între armături δ se introduce o bandă de grosime d și cu permitivitatea ε_r atunci relația (16.19) se scrie

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{\delta - d + \frac{d}{\varepsilon_r}} = \frac{\varepsilon_0 A}{\delta}\left[\frac{1}{1 - \frac{d(\varepsilon_r - 1)}{\delta \varepsilon_r}}\right] \tag{16.24}$$

Dacă $\frac{d(\varepsilon_r - 1)}{\delta \varepsilon_r} \ll 1$ se poate scrie

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{\delta}\left[1 + \frac{d(\varepsilon_r - 1)}{\delta \varepsilon_r}\right] \tag{16.25}$$

Din relația (16.25) rezultă că pentru o sensibilitate bună este necesar ca $\varepsilon_r \gg 1$.

De aici rezultă principalele moduri de utilizare a unui condensator plan pentru măsurarea deplasărilor, respectiv a grosimilor.

Şi în cazul traductoarelor capacitive variantele diferenţiale sînt mai mult folosite datorită sensibilităţii mai mari la deplasare, sensibilităţi mai mici la perturbaţii, liniarităţii bune pe o plajă mai mare.

Un dezavantaj important al traductoarelor capacitive îl constituie impedanţa lor de ieşire mare, care impune luarea unor precauţii suplimentare pentru ecranare, precum şi folosirea unor frecvenţe de lucru mai ridicate, de la zeci de kHz pînă la cîţiva MHz.

Blocurile electronice la care se conectează traductoare capacitive cuprind în general aceleaşi elemente ca şi cele ce lucrează cu traductoare inductive. Realizarea lor este însă într-o oarecare măsură mai dificilă, datorită faptului că frecvenţa de lucru este mai ridicată, nivelul impedanţelor traductoarelor mai mare şi ca atare problemele ridicate de elementele parazite precum şi de limitările în frecvenţă ale elementelor de circuit sînt mai acute.

Traductoare fotoelectrice de deplasare. Traductoarele fotoelectrice analogice folosesc procedee prin care fluxul luminos ce cade pe un fotoelement este proporţional cu deplasarea de măsurat. Se folosesc cu precădere acele fotoelemente care au o caracteristică de transfer flux luminos-mărime electrică cît mai liniară. Se construiesc variante cu contact şi fără contact.

Varianta cu contact (fig. 16.13 *a*) cuprinde o sursă luminoasă, un sistem optic, palpator cu fantă şi fotoelement. Funcţie de deplasarea de măsurat fanta, care preia deplasarea de la palpator, permite să treacă spre fotoelement un flux luminos mai mare sau mai mic, rezultînd astfel o mărime electrică proporţională cu deplasarea.

În cazul variantei fără contact (fig. 16.13 *b*) fluxul luminos ce ajunge la fotoelement este un flux reflectat, reflexia făcîndu-se pe suprafaţa a cărei deplasare se măsoară.

Există şi traductoare fotoelectrice fără contact la care fluxul luminos ce ajunge la fotoelement este direct reflectat.

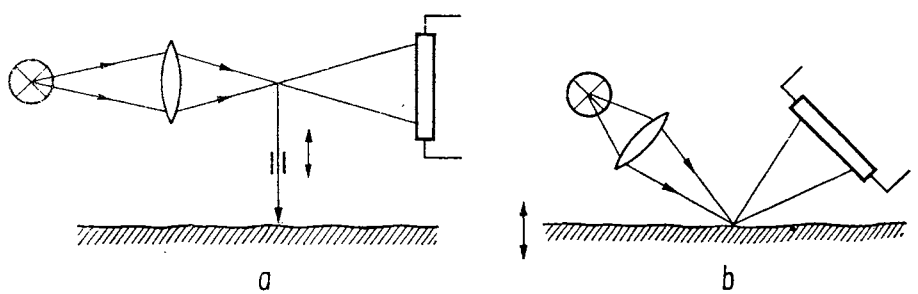


Fig. 16.13. Traductoare fotoelectrice:
a — cu contact; *b* — fără contact.

Folosirea traductoarelor fotoelectrice ridică o serie de probleme. Astfel, fluxul luminos emis de sursă trebuie menţinut constant, valoarea lui intervenind direct în rezultatul măsurătorii. De asemenea, fotoelementele fiind sensibile la variaţiile de temperatură şi prezentînd fenomene de îmbătrînire, trebuie luate măsuri speciale de compensare care complică circuitele.

Eroarea de neliniaritate tipică este de 1% pentru deplasări de ordinul 2 ... 4 mm.

Considerentele enumerate mai sus fac ca aceste traductoare să nu fie folosite decît în aplicații speciale.

Traductoare digitale de deplasare

Traductoarele digitale de deplasare au ca mărime de ieșire impulsuri electrice al căror număr sau rang, în cazul în care impulsurile au semnificație într-un cod, corespund poziției corpului a cărui deplasare se măsoară.

Trebuie precizat că domeniul de utilizare al traductoarelor digitale de deplasare este diferit de domeniul de utilizare al traductoarelor analogice. Principala utilizare a acestor traductoare este în industrie pentru măsurarea, automatizarea și controlul numeric al unor deplasări, spre deosebire de traductoarele analogice, care sînt folosite mai ales la instalații de măsurare și sortare sau pentru controlul analogic al prelucrării unor piese.

Traductoarele digitale de deplasare sînt compuse în principal dintr-o riglă de măsură liniară sau circulară și unul sau mai multe capete de citire.

Pe rigla de măsură sînt diviziuni periodice, care prin natura lor fizică, atunci cînd există o mișcare relativă între rigla de măsură și capul de citire, provoacă o modulație a unei mărimi fizice în ritmul diviziunilor.

Măsurarea digitală a deplasărilor liniare se face în două feluri: prin citirea unei rigle de măsură liniare — metodă directă — sau prin transformarea mișcării liniare într-o mișcare circulară — de exemplu un sistem piuliță pe ax filetat și citirea apoi a unei rigle circulare — metodă indirectă.

Metoda indirectă este des folosită la comanda numerică a mașinilor unelte, unde poziționarea cere o forță apreciabilă care este furnizată de un motor.

Riglele de măsură circulare se folosesc și pentru măsurarea deplasărilor unghiulare.

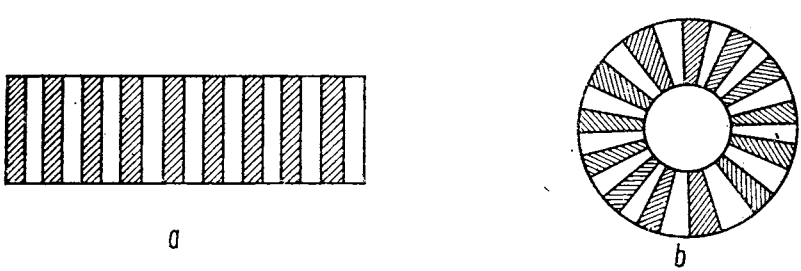


Fig. 16.14. Rigle de măsurare incrementale:
a — liniară; *b* — circulară.

Riglele de măsură, indiferent dacă sînt liniare sau circulare, sînt incrementale sau absolute.

Pe rigla de măsură incrementală există un singur tip de diviziuni (fig. 16.14), care au aspectul de grilaje.

Cînd există o mișcare relativă între rigla de măsură și capul de citire, se produce la ieșirea capului de citire cîte un impuls electric pentru fiecare reper

de pe riglă baleiat. Impulsurile electrice se înregistrează într-un numărător și reprezintă o măsură a deplasării.

Pentru mărirea sensibilității sistemului de măsură, cît și pentru a putea sesiza sensul deplasării, se folosesc foarte des capete cu citire dublă, la care se fac două citiri defazate cu 1/4 din perioada diviziunilor.

Procedeele de măsurare care folosesc rigle incrementale au avantajul că, pentru orice poziție relativă între capul de citire și rigla de măsură, numărătorul care afișează poziția poate fi adus la zero, asigurîndu-se astfel o deplasare comodă a zeroului. Un alt avantaj îl constituie posibilitatea de a prelungi ulterior rigla de măsură.

Printre dezavantajele sistemelor de măsurare incrementale sînt:

● pierderea unui impuls sau un impuls parazit provoacă erori de măsurare;

● în cazul întreruperii tensiunii de alimentare a sistemului de măsurare, indicația numărătorului este pierdută și măsurarea trebuie repetată.

Aparatele electronice care prelucrează semnalul de la ieșirile riglelor incrementale sînt niște numărătoare electronice nepretențioase.

În plus, mai sînt folosite circuite de discriminare pentru stabilirea direcției deplasării și circuite de comparație digitală pentru semnalarea traversării unor praguri ce pot fi prestabilite.

Riglele de măsură codate (riglele absolute) au o divizare în cod. Există un număr de piste paralele în cazul riglelor liniare, respectiv concentrice în cazul riglelor circulare. Pistele sînt divizate, pasul diviziunilor fiind constant pe pistă, dar variind de la o pistă la alta (fig. 16.15).

Există cîte un cap de citire pe fiecare pistă și se obține o informație paralelă care decodificată determină univoc poziția relativă riglă — ansamblul

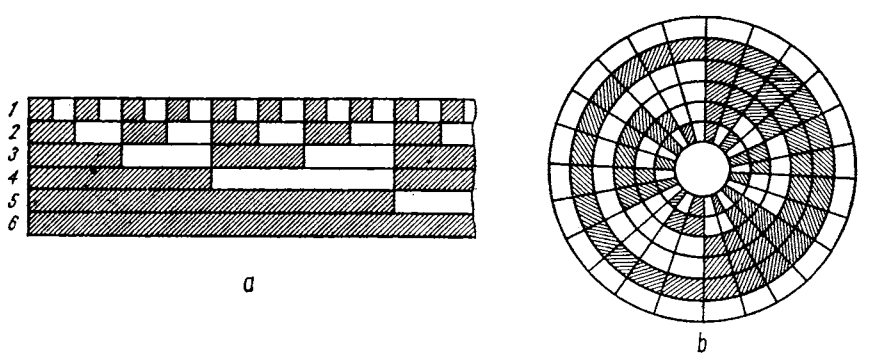


Fig. 16.15. Rigle de măsurare codate:
a — liniară; *b* — circulară.

capetelor de citire. Măsurarea are un caracter absolut și din acest motiv riglele codate se mai numesc și rigle absolute.

Codarea acestor rigle se face într-un cod binar convenabil.

Spre deosebire de riglele incrementale, riglele codate au avantajul că în cazul întreruperii tensiunii de alimentare informația nu este pierdută. De

asemenea, impulsurile parazite nu deranjează. Ca dezavantaje pot fi citate:

- costul mare al riglei;
- necesitatea introducerii unei unități de calcul pentru deplasarea zeroului.

Aparatura electronică aferentă riglelor codate cuprinde în principal registre, decodificatoare, circuite de deplasare a zeroului, circuite și elemente de afișare.

Pentru producerea de semnale electrice utile, ca rezultat al procesului de măsurare, sînt folosite diverse efecte fizice: conductibilitatea electrică, conductibilitatea magnetică, inducția electromagnetică, reflexia optică, transparența optică, interferența optică.

Tastarea de contact. Rigla de măsură constă din elemente izolatoare și bune conducătoare electric, care alternează. În general aceste rigle se realizează printr-o tehnologie asemănătoare celei folosite la realizarea circuitelor imprimate: se corodează în mod corespunzător folia de cupru depusă pe un suport izolant. Această riglă nu poate fi tastată decît prin contact direct.

Traductoarele de acest gen sînt ieftine, dar au o serie de dezavantaje, care le limitează aria de utilizare:

- rezoluția este redusă;
- nu este posibilă interpolarea;
- murdărirea și uzura provoacă probleme de contact.

Tastarea magnetică. Rigla de măsurare are aspectul unei cremaliere (fig. 16.16), fiind confecționată dintr-un material feromagnetic, de obicei oțel. Capul de citire este construit asemănător.

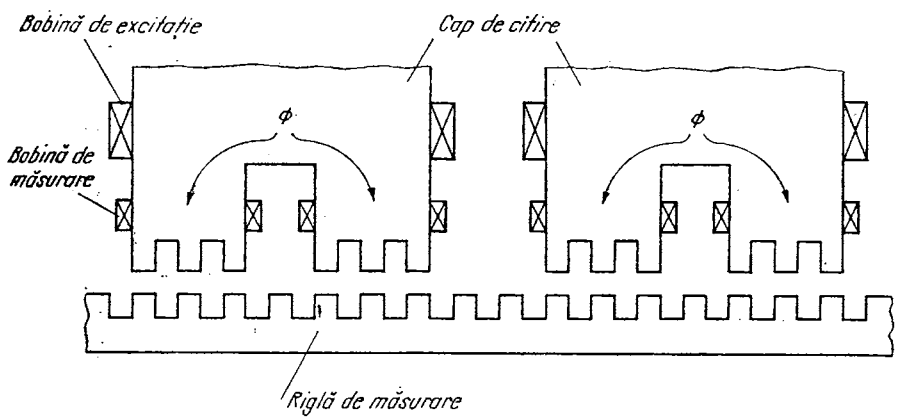


Fig. 16.16. Tastarea magnetică.

Dinții metalici au o grosime de 1...2 mm. Pe capul de citire există o bobină de excitație și bobine de măsurare, în care se induc tensiuni, ca urmare a modulării reluctanței circuitului magnetic format de sistemul riglă de măsură — cap de citire. Tensiunile induse își modulează amplitudinea funcție de poziția

relativă a danturilor de pe rigla de măsurare și capul de tastare. Detectînd înfășurătoarea se pot număra impulsurile corespunzătoare deplasării relative dintre rigla de măsurare și capul de citire. Rezoluția riglei de măsurare nu este mare, însă procedeul se pretează foarte bine la interpolare întrucît se poate arăta că în cazul unei conectări corespunzătoare a bobinelor de măsurare, defazajul dintre tensiunea de excitație și tensiunea indusă este direct proporțional cu distanța în limita unui pas al riglei. Prin interpolare, rezoluția poate ajunge teoretic la cîțiva micrometri, dar datorită neomogenității fierului, rezoluția maximă este de 20 ... 30 μm.

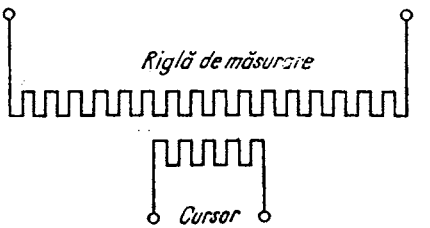


Fig. 16.17. Tastarea inductivă.

Acest procedeu este folosit la mașinile unelte cu comandă numerică.

Tastarea inductivă. Rigla de măsurare este un conductor sub formă de meandre, „tastată" de un cursor care are aceeași construcție ca și rigla de măsură dar dimensiuni mult mai mici (fig. 16.17).

Cursorul constituie bobina de excitație, iar rigla de măsurare, bobina receptoare. Tensiunea indusă în rigla de măsurare este modulată în amplitudine, funcție de poziția relativă a celor două bobine. În acest caz interpolarea se poate face cu rezultate mai bune decît la tastarea magnetică, nepunîndu-se problema neomogenității materialului. Se obțin rezoluții de 2...5 μm.

Datorită faptului că în acest caz circuitul magnetic are o reluctanță mare, tensiunile induse sînt mici și ca urmare trebuie amplificate.

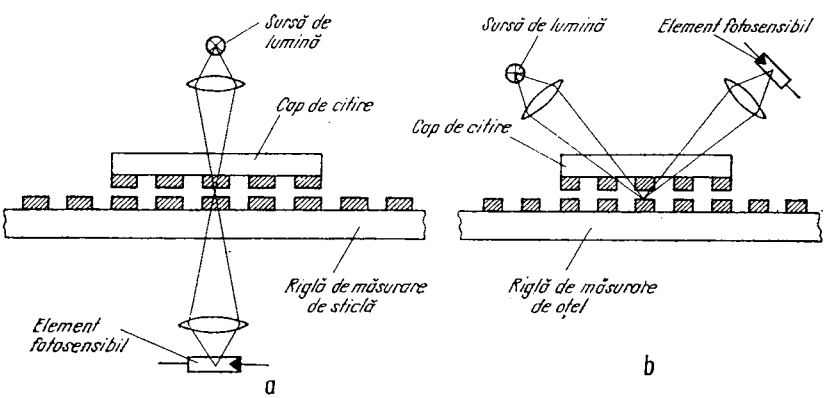


Fig. 16.18. Tastarea fotoelectrică:
a — cu transparență; *b* — cu reflexie.

Tastarea fotoelectrică. Tastarea fotoelectrică este un procedeu foarte răspîndit pentru măsurări de precizie.

Diviziunile riglei de măsurare formează o grilă optică, existînd o succesiune de dungi egale ca lățime dar cu proprietăți optice care alternează, de exemplu transparența sau factorul de reflexie (fig. 16.18).

La sistemul cu transparență diviziunile sînt făcute direct pe corpul de sticlă; la sistemul cu reflexie diviziunile sînt făcute pe o bandă de oțel inoxidabil care se lipește apoi pe suportul riglei de măsurare.

Capul de citire, în ambele cazuri, este de sticlă și are diviziuni identice cu cele de pe rigla de măsurare pe o lungime de 10...30 mm. Diviziunile de pe capul de citire și de pe rigla de măsurare sînt dispuse față în față. Din considerente legate de refracție, distanța dintre ele trebuie să nu depășească $\frac{g^2}{\lambda}$, unde g este constanta grilei, iar λ lungimea de undă a sursei de lumină. Din această condiție rezultă imposibilitatea folosirii unor diviziuni mai mici de 5 μm, pentru că distanța maximă dintre rigla de măsurare și capul de citire ar rezulta atît de mică încît nu ar putea fi respectată, la rigle de măsură de lungimi rezonabile. În prezent cele mai fine diviziuni sînt de 8 μm, cu o eroare asupra unei diviziuni de aproximativ 1 μm.

Informația luminoasă este convertită în semnalele electrice cu ajutorul unor elemente fotosensibile, de regulă fotodiode sau fototrazistoare.

Fasciculul luminos este orientat cu ajutorul unor sisteme optice.

În urma deplasării relative dintre rigla de măsurare și capul de tastare rezultă niște semnale electrice modulate.

Și în acest caz este posibilă interpolarea prin măsurarea defazajului. Pentru aceasta se folosesc mai multe capete de tastare defazate în mod corespunzător (de obicei patru).

Datorită faptului că diametrul fotodetectorului este relativ mare (aproximativ 3 mm) se citesc simultan mai multe sute de diviziuni. Acest fapt are două avantaje și anume:

- semnalul luminos este mai puternic;
- eroarea pe diviziune este mediată în proporție de $1/\sqrt{n}$, unde n este numărul de diviziuni tastate simultan. Astfel, la o eroare de ± 1 μm/div și la un număr de 300 diviziuni tastate simultan, eroarea medie este de $\pm 0{,}06$ μm.

16.2.2. MĂSURAREA GROSIMILOR

Metodele electronice de măsurare a grosimii (dimensiunea cea mai mică a unei piese) permit măsurări rapide, în general fără contact cu piesa sau cu contact numai pe o parte a acesteia, uneori în condiții dificile de mediu (temperaturi înalte, viteze mari de deplasare). O problemă particulară este aceea a măsurării grosimii straturilor de acoperire.

Măsurarea grosimii plăcilor metalice

Acesta este cazul cel mai frecvent întîlnit în industrie (la laminare, trefilare etc.). Se folosesc de obicei aparate din următoarele categorii:

- aparate bazate pe curenți turbionari;
- aparate bazate pe microunde;
- aparate bazate pe ultrasunete;
- aparate bazate pe radiații nucleare.

Aparate cu curenți turbionari. Aceste aparate lucrează pe principiul atenuării sau defazării cîmpului magnetic alternativ, în interiorul metalelor. Determinarea grosimii prin această metodă se face măsurînd fie atenuarea, fie defazarea cîmpului magnetic incident. Metoda se aplică mai ales la metalele neferomagnetice, dar poate fi utilizată și la metalele feromagnetice, dacă acestea se află la temperaturi peste punctul Curie sau dacă se suprapune un cîmp magnetic continuu puternic, care saturează materialul.

Principiul metodei de măsurare prin intermediul atenuării este ilustrat în figura 16.19. Bobina generatoare de cîmp magnetic și bobina receptoare sînt plasate de o parte și de alta a plăcii a cărei grosime se măsoară. Tensiunea indusă în bobina receptoare este funcție de grosimea plăcii, de conductivitatea materialului și de frecvență. De obicei, frecvența se menține constantă iar pentru a ține seama de conductivitate, rezultatul este corectat în mod corespunzător.

Procedeul are dezavantajul că rezultatul depinde de distanțele a, b; se pot introduce compensări pentru a reduce această dependență. Performanțe tipice sînt: grosimi măsurabile pînă la 10 mm, precizia măsurării 1 ... 5%.

Un exemplu de măsurare a grosimii prin defazarea cîmpului magnetic este ilustrat în figura 16.20.

Înfășurările secundare ale transformatoarelor T_{r_1} și T_{r_2} sînt legate în opoziție, astfel că în absența plăcii metalice a cărei grosime se măsoară, tensiunea aplicată fazmetrului este nulă. În prezența plăcii metalice, defazajul dintre tensiunile induse în secundarele transformatoarelor este funcție de gro-

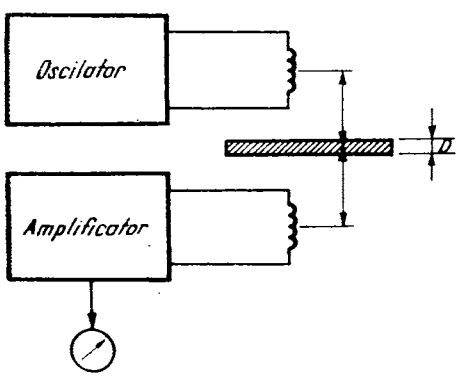


Fig. 16.19. Măsurarea grosimii prin metoda atenuării.

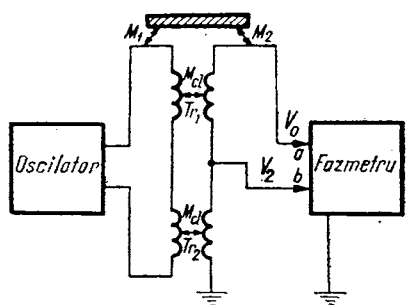


Fig. 16.20. Măsurarea grosimii prin defazare.

simea plăcii. În acest caz, rezultatul măsurării depinde mai puțin de distanța dintre bobine și placă.

Aparate bazate pe microunde. Aceste aparate lucrează fie folosind fenomenul de reflexie a microundelor, fie folosind proprietățile cavităților rezonante deschise.

Metoda reflexiei constă în dirijarea unui fascicul de microunde către suprafața plăcii de măsurat și apoi, după reflexie, către a doua suprafață, unde suferă din nou o reflexie (fig. 16.21). Diferența de fază dintre fasciculul incident și cel rezultat după cele două reflexii este proporțională cu grosimea de măsurat. Prin alegerea corespunzătoare a unor parametri ca lungimea

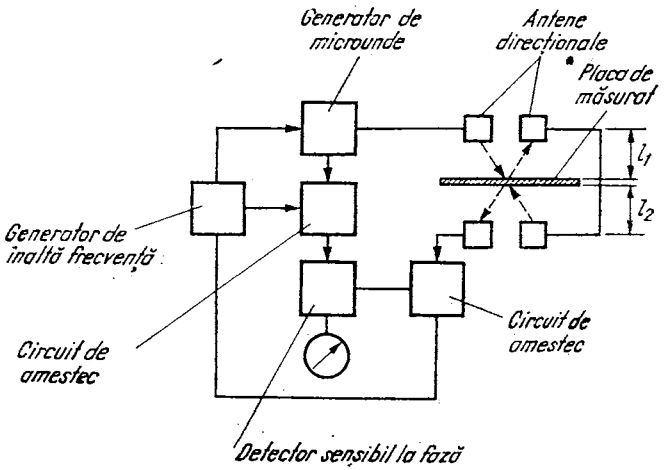


Fig. 16.21. Măsurarea grosimii folosind reflexia microundelor.

de undă și distanțele față de placă, se pot obține precizii foarte bune, de ordinul 0,5 ... 1%, la grosimi pînă la cca 6 mm.

Metoda cavității rezonante este bazată pe modificarea frecvenței de rezonanță a două cavități deschise, plasate de o parte și de alta a plăcii a cărei grosime se măsoară.

Aparate folosind ultrasunete. Aceste aparate se bazează pe măsurarea timpului de propagare a unei unde ultrasonice în materialul a cărui grosime se măsoară. De obicei, se determină durata unui impuls electric produs de un circuit bistabil, declanșat de impulsul ultrasonic emis și blocat de impulsul ultrasonic reflectat, recepționat de un traductor piezoelectric. Durata impulsului electric poate fi măsurată digital, cu ajutorul unui numărător, sau analogic, cu ajutorul unui convertor durată-tensiune. Metoda se folosește în special la măsurarea grosimilor relativ mari, pînă la 50 mm, cu precizie de 1 ... 2%. Se poate aplica la materiale de orice fel, metalice sau nemetalice.

Aparate bazate pe radiații nucleare. Se bazează pe absorbția radiațiilor radioactive în materialul plăcii de măsurat (metalic sau nemetalic). Se poate folosi, în cazul cel mai simplu, o metodă directă, prin măsurarea intensității radiației după străbaterea plăcii de măsurat. Mai precise sînt metodele de compensare, în care se utilizează o placă etalon de grosime cunoscută și se măsoară

diferența curenților generați de două camere de ionizare, care captează radiațiile prin placa etalon, respectiv prin placa de măsurat (fig. 16.22).

Metodele bazate pe radiații nucleare au o largă aplicabilitate, la materiale foarte diverse și într-o gamă extinsă de grosimi.

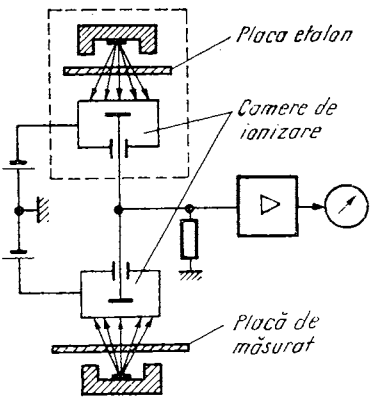


Fig. 16.22. Măsurarea grosimii folosind radiații nucleare.

Măsurarea grosimilor straturilor de acoperire

Se deosebesc următoarele cazuri practice mai frecvente:

- strat izolator pe metal neferomagnetic;
- strat de metal neferomagnetic pe izolator;
- strat de metal neferomagnetic pe izolator;
- strat de metal neferomagnetic pe suport de metal neferomagnetic;
- strat de metal neferomagnetic pe suport de metal feromagnetic.

Metodele de măsurare diferă după natura celor două materiale. Cele mai răspîndite sînt metodele bazate pe curenți turbionari și metodele care folosesc radiații Rontgen.

Aparate folosind curenți turbionari. Se bazează pe comportarea diferită a cîmpului magnetic în materialul suport și în materialul de acoperire. Se pot folosi mai ales în cazurile în care materialul suport este feromagnetic. Traductoarele folosite sînt de obicei circuite magnetice deschise; circuitul magnetic se închide prin obiectul de măsurat, astfel încît reluctanța sa depinde de grosimea stratului de acoperire.

Pentru masurarea propriu-zisă, sînt posibile mai multe procedee, ca de exemplu măsurarea factorului de calitate al bobinei traductorului, măsurarea inductanței acestei bobine sau măsurarea amplitudinii sau fazei relative a semnalului la ieșirea unei punți în care se introduce bobina traductorului. Pe acest ultim principiu sînt realizate aparate, a căror schemă bloc simplificată este reprezentată în figura 16.23. Defazajul dintre tensiunea la bornele bobinei traductoare și tensiunea de alimentare — funcție de grosimea stratului de acoperire măsurat — este măsurat cu ajutorul unui detector sensibil la fază. Prin modificarea rezistenței R se face o calibrare a aparatului, pentru a lua în considereare permeabilitatea și grosimea stratului suport.

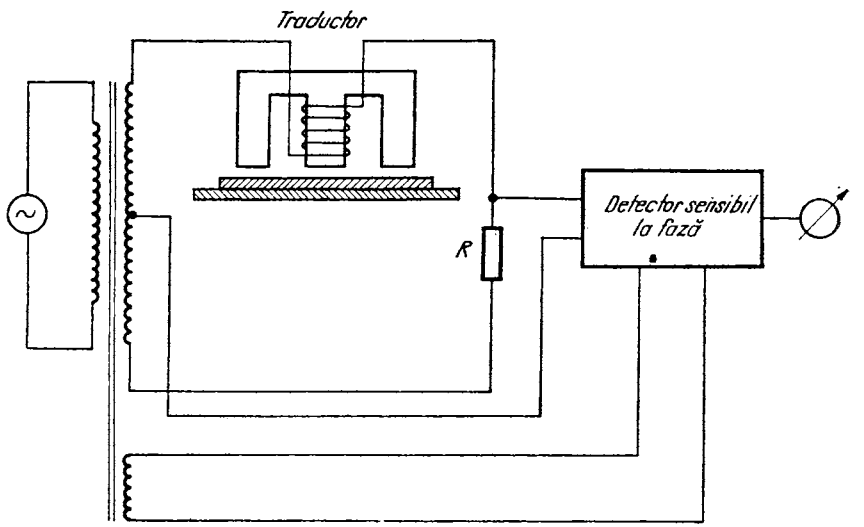


Fig. 16.23. Măsurarea grosimii straturilor de acoperire folosind curenții turbionari.

Măsurarea este posibilă în cazul straturilor de grosime între 1 ... 100 μm, cu precizie de 5 ... 15%.

Aparate folosind radiații Röntgen. Aceste aparate, relativ complexe, pot fi folosite și în cazurile în care stratul de acoperire și suportul sînt din materiale cu proprietăți similare (de exemplu, ambele din metale neferomagnetice). Se bazează pe radiațiile secundare care iau naștere în materialul suport; această radiație este parțial absorbită de stratul de acoperire și astfel intensitatea ei depinde de grosimea acoperirii.

16.2.3. MĂSURAREA NIVELULUI

Nivelul se măsoară în cele mai multe cazuri prin metode neelectronice. Nivelmetrele electronice sînt utilizate în cazuri speciale: recipiente cu forme neobișnuite sau sub presiune mare, lichide toxice sau corosive, necesitatea telemăsurării sau a integrării în sisteme de automatizare.

Cele mai răspîndite sînt nivelmetrele electronice cu traductoare rezistive, capacitive și inductive. Se mai folosesc nivelmetre fotoelectrice, cu ultrasunete, cu radiații ionizante etc.

Nivelmetre cu traductor rezistiv

În cazul lichidelor conductoare, se folosește variația rezistenței coloanei de lichid cu nivelul acestuia. Rezistența se măsoară, de exemplu, între două sonde metalice verticale (fig. 16.24 *a*). Deseori este necesară doar semnalizarea depășirii unui anumit nivel, ceea ce se realizează prin întreruperea sau stabilirea circuitului de măsurare. Pentru o măsurare în trepte (discontinuă),

se utilizează un lanț de rezistoare, care sînt practic scurtcircuitate la creșterea nivelului lichidului (fig. 16.24 *b*).

Nivelmetrele cu traductor rezistiv se pot aplica într-o varietate foarte mare de cazuri, în intervale de măsurare largi. Precizia de măsurare este limitată de influența rezistivității lichidului, care depinde de compoziția lui și de temperatură. Un alt neajuns este necesitatea folosirii de metale rezistente la coroziune.

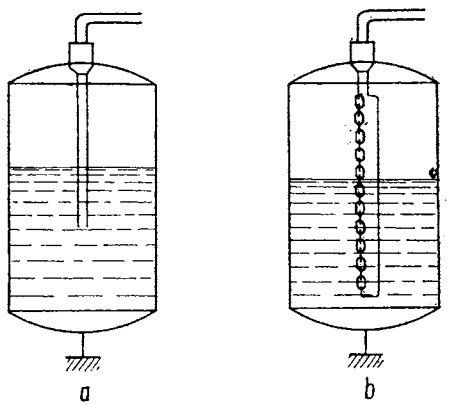


Fig. 16.24. Nivelmetre cu traductor rezistiv: *a* — cu variația rezistenței coloanei de lichid; *b* — cu lanț de rezistoare.

Nivelmetre cu traductor capacitiv

Sînt bazate pe variația capacității unui traductor, în care lichidul joacă rol fie de electrod, fie de dielectric. În primul caz, lichidul trebuie să fie bun conductor. În al doilea caz, se folosesc frecvențe suficient de înalte pentru ca lichidul să se comporte practic ca un dielectric.

Cel mai simplu traductor capacitiv de nivel este o tijă metalică verticală izolată. Lichidul reprezintă al doilea electrod al traductorului. Variația capacității cu nivelul este practic liniară. Mici corecții trebuie introduse pentru a lua în considerare efectele de capăt, precum și diferite capacități parazite. Sistemul are avantajul independenței de orice factor legat de proprietățile lichidului; singura condiție este ca acesta să fie conductor suficient de bun.

În cazul lichidelor izolante, tija metalică verticală poate fi neizolată. În acest caz, rolul celui de al doilea electrod îl joacă fie pereții vasului, fie un al doilea corp metalic, de obicei de forma unui cilindru gol. Măsurarea este afectată de proprietățile lichidului: compoziția, impuritățile, temperatura etc.

Nivelmetrele capacitive se folosesc în special în cazul intervalelor de măsurare mai restrînse (înălțimi nu prea mari ale coloanei de lichid), cu precizii între 1 ... 5%.

Nivelmetre cu traductor inductiv

Sînt mai puțin răspîndite. Măsurarea este de obicei indirectă, variația nivelului fiind convertită în prealabil într-o mărime intermediară.

16.2.4. MĂSURAREA RUGOZITĂȚII

Rugozitatea este una din mărimile care caracterizează neuniformitatea de prelucrare a suprafețelor plane. Pentru a măsura rugozitatea — eliminînd din măsurare alte elemente ale neplaneității, ca ondulații, curburi etc. — este necesară stabilirea unei mărimi de referință. În industrie se aplică, în principal, două sisteme de măsurare a rugozității: sistemul *E* și sistemul *M*.

În sistemul E (numit și sistemul liniei înfășurătoare) se folosește drept referință linia înfășurătoare a profilului real. Practic, măsurarea se face utilizînd un prim palpator cu rază de curbură suficient de mare, care urmărește abaterile mari, și un al doilea palpator cu rază de curbură mică, pentru evaluarea abaterilor mici (rugozitatea propriu-zisă). Rezultatul măsurării este dat de deviația palpatorului fin de la palpatorul brut.

În sistemul M (sau sistemul liniei medii) — standardizat în țara noastră — se folosește drept referință linia medie a profilului. Această linie are proprietatea că împarte profilul efectiv astfel încît suma pătratelor abaterilor de la linia medie este minimă. În acest caz, pentru măsurare referința este „generată" pe cale electrică. Parametrii pentru evaluarea rugozității în sistemul M sînt:

$R_a = \sum_{i=1}^{n} |y_i|/n$ — abaterea medie aritmetică a profilului în raport cu linia medie a profilului;

R_z — înălțimea medie a neregularităților în zece puncte;

R_{max} — înălțimea maximă a neregularităților.

Valorile standardizate sînt între $R_a = 0{,}008 \ldots 100$ μm și respectiv $R_z = 0{,}04 \ldots 400$ μm.

Rugozimetrele electronice folosesc, în principal, trei tipuri de traductoare: inductive, de inducție sau piezoelectrice. În toate cazurile, palpatorul este prevăzut cu un ac de diamant sau safir, avînd vîrful rotunjit cu o rază de curbură între 0,1 ... 10 μm, care se deplasează cu o presiune mică de-a lungul suprafeței examinate. Acul este fixat de partea mobilă a traductorului.

Rugozimetre cu traductor inductiv

Lucrează cu traductoare inductive diferențiale, montate în punte și alimentate în curent alternativ, de frecvență relativ înaltă (de obicei de 5 kHz). Tensiunea alternativă este modulată, prin intermediul traductorului, cu un semnal corespunzător profilului palpat.

În figura 16.25 este reprezentată schema bloc a unui rugozimetru cu traductor inductiv. După amplificarea și detecția semnalului modulat de 5 kHz, rezultă un semnal de joasă frecvență, care este prelucrat în mod cores-

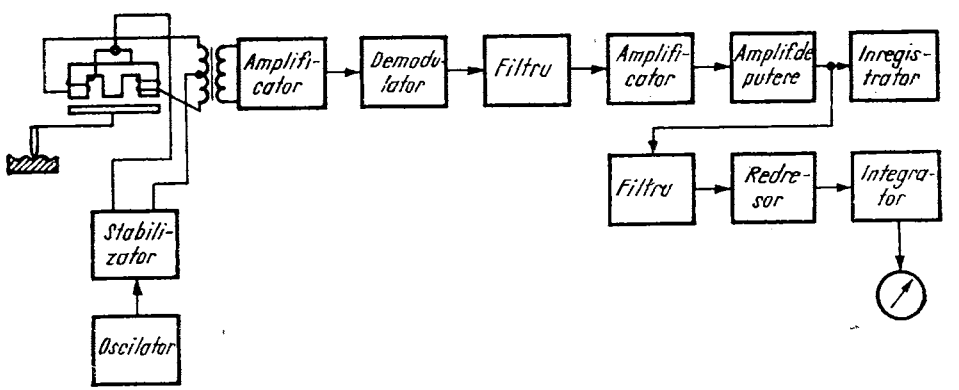


Fig. 16.25. Rugozimetru cu traductor inductiv.

punzător pentru înregistrare, sau pentru măsurare directă a diferitelor componente ale rugozității. Măsurarea se face cu o viteză de palpare de 60 μm/s, respectiv de 600 μm/s, cu un interval de măsurare de 0,1 ... 25 μm.

Rugozimetre cu traductor de inducție

Aceste traductoare sînt formate dintr-un magnet permanent, în întrefierul căruia se poate deplasa o bobină solidară cu palpatorul (fig. 16.26). Tensiunea indusă în bobină este proporțională cu viteza de deplasare a palpatorului; pentru refacerea semnalului proporțional cu deplasarea, el este inte-

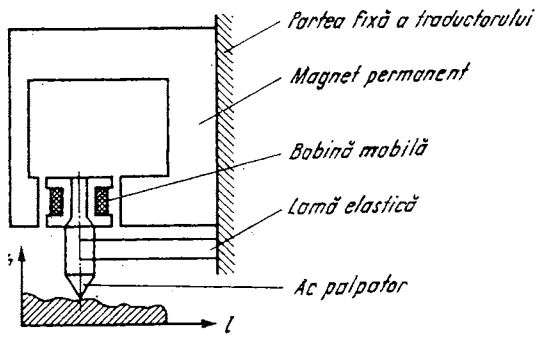


Fig. 16.26. Traductor de rugozitate cu inducție.

grat, de obicei cu ajutorul unui integrator cu amplificator operațional. Prelucrarea ulterioară a semnalului se face ca la rugozimetrele cu traductor inductiv, pentru înregistrarea profilului, sau pentru măsurarea directă a parametrilor care caracterizează rugozitatea.

Rugozimetre cu traductor piezoelectric

Traductorul (fig. 16.27) cuprinde o lamă de cristal piezoelectric (de obicei cuarț) solidară cu un ax al cărui vîrf se sprijină pe suprafața de examinat.

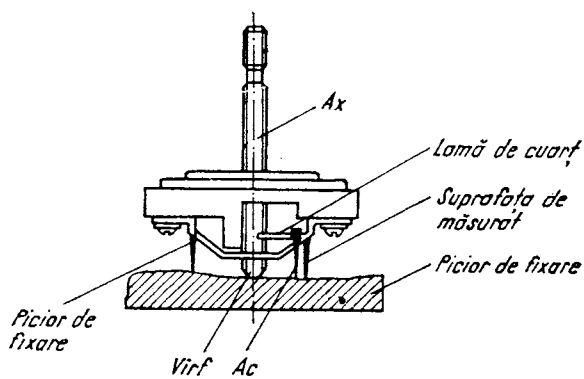


Fig. 16.27. Traductor piezoelectric de rugozitate.

Palpatorul este fixat de celălalt capăt al lamei piezoelectrice. Lama este astfel supusă unui efort de încovoiere și generează o tensiune corespunzătoare deplasării pe verticală a palpatorului față de axul de sprijin.

Circuitul de măsurare include un amplificator cu rezistență de intrare mare, integrator și sistem de prelucrare a semnalului.

16.3. MĂSURAREA DEFORMAȚIILOR ȘI EFORTURILOR UNITARE

Tensometria electronică este un domeniu al măsurărilor devenit indispensabil în tehnologia organelor de mașini și a elementelor de construcție. În vederea determinării eforturilor unitare, se măsoară cu ajutorul tensometrelor electronice deformațiile locale, adică variația relativă a unui segment de anumită lungime:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \qquad (16.26)$$

în care:

ε reprezintă deformația specifică medie;
l — lungime numită baza măsurării tensometrice.

Pentru măsurarea *locală* a deformației, baza l trebuie luată cît mai mică. În schimb, asigurarea unei sensibilități adecvate reclamă lungimi l mai mari.

Traductoarele larg folosite în tensometria electronică sînt *traductoarele electrice rezistive* (*TER*), de obicei metalice (se folosesc și TER semiconductoare). Alte tipuri de traductoare, ca cele inductive, capacitive, magnetoelastice, acustice etc. au o utilizare restrînsă.

Traductoarele rezistive sînt conectate în punți de măsurare. Semnalul de dezechilibru a punții este amplificat și folosit fie pentru a indica o mărime proporțională cu deformația de măsurat (tensometre cu indicație directă), fie pentru a reechilibra puntea (tensometre cu metodă de zero).

Tensometrele cu indicație directă se pot folosi în regim static sau în regim dinamic; tensometrele de zero se pot folosi numai pentru măsurări statice.

Majoritatea tensometrelor lucrează cu puntea de măsurare alimentată în curent alternativ. În acest fel, amplificarea semnalelor mici de dezechilibru este mai simplă. Frecvența tensiunii de alimentare este relativ ridicată; deseori se folosește valoarea de 5 kHz, pentru a permite măsurări dinamice de bună fidelitate chiar în cazul vibrațiilor cu frecvențe pînă la cîteva sute de herzi.

16.3.1. TRADUCTOARE TENSOMETRICE REZISTIVE

Aceste traductoare sînt bazate pe dependența rezistenței unui conductor de starea de tensiune mecanică a acestuia.

Dacă un conductor de rezistență

$$R = \rho \frac{l}{s} \qquad (16.27)$$

este supus unei întinderi sau compresiuni, variază în general atît lungimea l și secțiunea S, cît și rezistivitatea ρ, deci variația relativă a rezistenței este

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta S}{S} \qquad (16.28)$$

sau

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \varepsilon(1 + 2\mu) \tag{16.29}$$

unde μ este un factor care caracterizează raportul dintre deformarea relativă transversală și deformarea relativă longitudinală.

Raportul

$$K = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} = 1 + 2\mu + \frac{1}{\varepsilon}\frac{\Delta \rho}{\rho} \tag{16.30}$$

se numește *constantă de sensibilitate tensometrică.* Valoarea ei, pentru materiale metalice uzuale, este între 0,5 ... 5. Deoarece variațiile de rezistență care rezultă sînt de obicei foarte mici, de la cîteva părți pe milion (ppm) pînă la cîteva sute de ppm, stabilitatea rezistenței traductoarelor în timpul măsurărilor este esențială. Din acest motiv se folosesc de preferință aliaje cu coeficient de temperatură mic, de tipul constantanului și cromnichelului, la care $K = 1{,}9 \ldots 2{,}1$.

Cele mai răspîndite traductoare tensometrice rezistive sînt constituite din fire metalice subțiri. Constructiv, se realizează prin lipirea unei rețele rezistive pe o hîrtie sau înglobarea ei într-o foiță din material plastic (fig. 16.28), sau printr-un procedeu chimic de corodare a unei pelicule metalice subțiri, ca la circuitele imprimate (fig. 16.29).

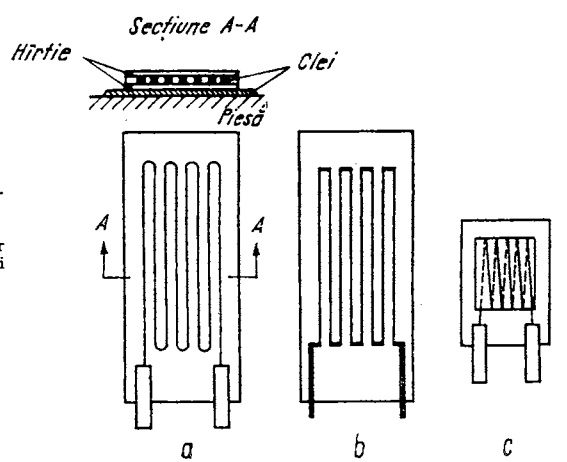


Fig. 16.28. Traductoare electrotensometrice:

a — cu rețeaua bobinată în plan; *b* — traductor sudat; *c* — cu rețeaua bobinată pe cilindru și apoi presată.

Ambele tipuri de traductoare sînt prevăzute pe spate cu un strat adeziv, cu ajutorul căruia se fixează pe piesa a cărei deformare se măsoară. În acest fel, ele preiau practic integral această deformare. După utilizare, traductoarele nu mai pot fi recuperate.

Există și traductoare „cu rețea liberă", întinsă între două suporturi izolante, care se fixează pe piesă. Aceste tipuri de traductoare pot fi folosite de mai multe ori.

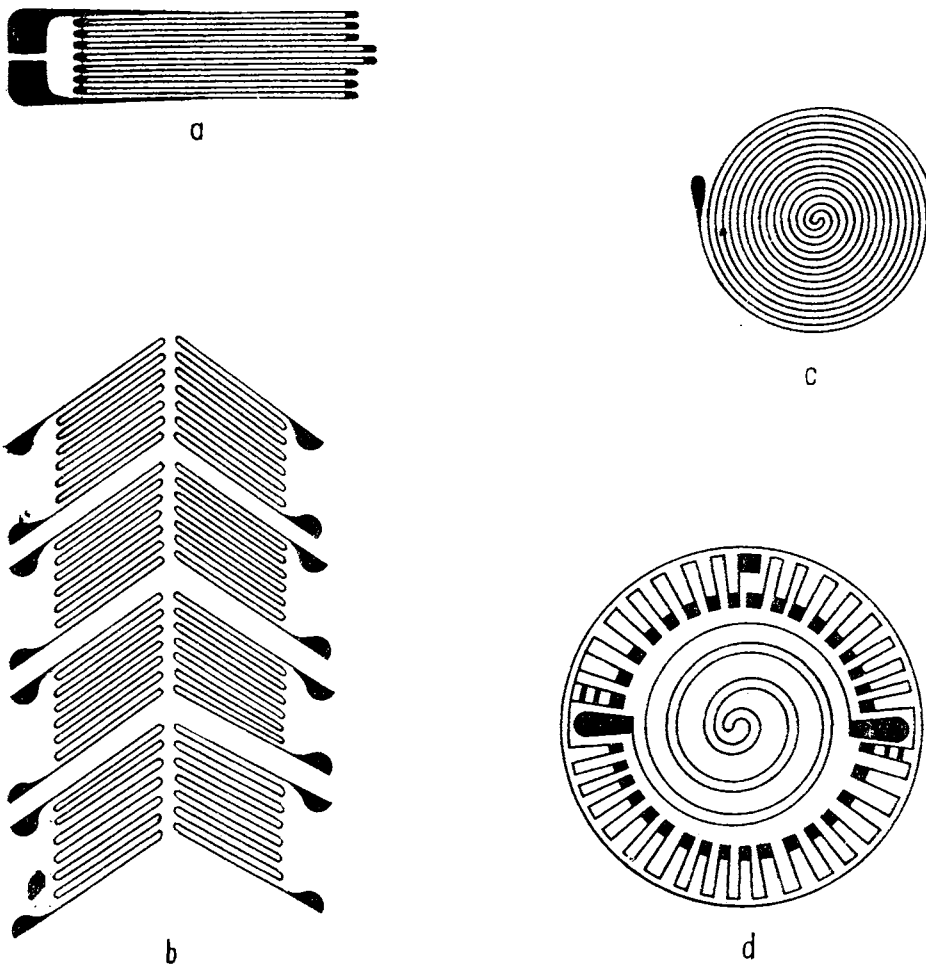


Fig. 16.29. Traductoare electrotensometrice peliculare:
a — pentru măsurarea deformației liniare; *b* — pentru măsurarea torsiunii; *c*, *d* — pentru măsurarea deformației pe membrane.

Valoarea nominală a rezistenței traductoarelor tensometrice rezistive este cuprinsă între 50 și 1 000 Ω, cele mai obișnuite fiind valorile de 100 ... 200 Ω. Se fabrică diferite tipuri, cu baza de 5 ... 50 mm.

Pentru măsurări speciale, se utilizează și traductoare bazate pe efectul tensorezistiv la semiconductoare. Acestea au o sensibilitate de 50 ... 150 ori mai mare decît a celor metalice, dar dependența lor mare de temperatură este supărătoare în multe aplicații.

Conectarea în punte a traductoarelor. Traductorul tensometric rezistiv este totdeauna conectat într-o punte Wheatstone. Dintre brațele punții, unul, două sau toate patru pot fi constituite din traductoare active; celelalte

sînt rezistoare pasive. De obicei, în două brațe adiacente sînt montate traductoare de același tip (ambele active sau numai unul activ), pentru asigurarea compensării de temperatură a punții.

Puntea Wheatstone cu două traductoare identice în brațe adiacente poate fi realizată în două variante: cu simetrie față de diagonala de măsurare

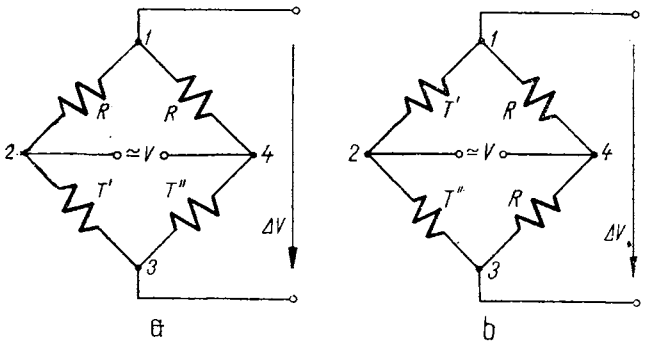


Fig. 16.30. Conectarea traductoarelor electrotensometrice în punte:
a — cu simetrie față de diagonala de măsurare; *b* — cu simetrie față de diagonala de alimentare.

(fig. 16.30 *a*) sau cu simetrie față de diagonala de alimentare (fig. 16.30 *b*) În cazul obișnuit în care rezistența conectată la ieșirea punții este cu mult mai mare decît rezistențele din brațele punții, se obțin următoarele formule ale tensiunii de dezechilibru a punții, pentru varianta din figura 16.30 *a*

$$\Delta v = \frac{V}{4}\frac{\Delta T}{T} \tag{16.31}$$

pentru un singur traductor activ, respectiv

$$\Delta v = \frac{V}{2}\left[\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_1 - \left(\frac{\Delta T}{T}\right)_2\right] \tag{16.32}$$

iar pentru varianta din figura 16.30 *b*

$$\Delta v = V\frac{RT}{(R+T)^2}\frac{\Delta T}{T} \tag{16.33}$$

pentru un singur traductor activ, respectiv

$$\Delta v = V\frac{RT}{(R+T)^2}\left[\left(\frac{\Delta T}{T}\right)_1 - \left(\frac{\Delta T}{T}\right)_2\right]. \tag{16.34}$$

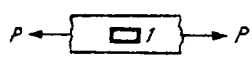
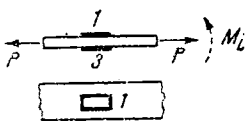
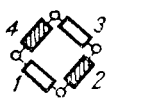
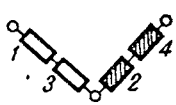
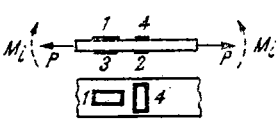
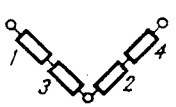
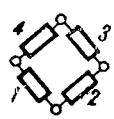
Rezultă că dacă traductoarele sînt montate în brațe adiacente, puntea însumează deformațiile de semn contrar și le scade între ele pe cele de același semn. În mod corespunzător, dacă traductoarele sînt conectate în brațe opuse, deformațiile de același semn se adună, iar cele de semn contrar se scad.

Concluzii similare rezultă și în cazul punților echilibrate, la care mărimea rezultată este variația $\Delta R/R$ a brațului variabil al punții.

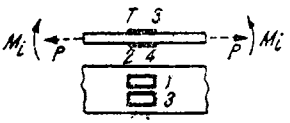
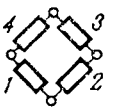
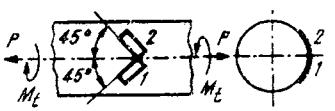
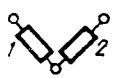
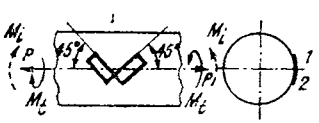
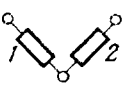
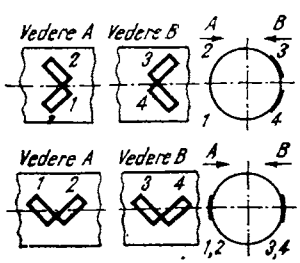
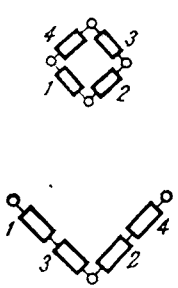
În tabelul 16.1 sînt date principalele moduri de conectare și plasare a traductoarelor — în semipunte sau în punte — în diferite cazuri de solicitare.

Conectarea și plasarea traductoarelor în diferite cazuri de solicitare

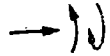
Tabelul 16.1

Nr. crt.	Tipul solicitării de măsurat	Plasarea traductoarelor pe piesă	Modul de conectare a traductoarelor în punte	Efortul (σ ori τ) vizat de măsurătoare
1	Întindere sau compresiune (simple)			$\sigma = E\varepsilon_c$
				$\sigma = \dfrac{E\varepsilon_c}{1+\mu}$
2	Întindere sau compresiune cu eliminarea încovoierii			$\sigma = \dfrac{1}{2} E\varepsilon_c$
				$\sigma = E\varepsilon_c$
				$\sigma = \dfrac{E\varepsilon_c}{2(1+\mu)}$
				$\sigma = \dfrac{E\varepsilon_c}{1+\mu}$
				$\sigma = \pm \dfrac{1}{2} E\varepsilon_c$

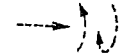
Tabelul 16.1 (continuare)

Nr. crt.	Tipul solicitării de măsurat	Plasarea traductoarelor de piesă	Modul de conectare a traductoarelor în punte	Efortul (σ ori τ) vizat de măsurătoare
3	Încovoiere cu eliminarea întinderii sau compresiunii			$\sigma = \pm \frac{1}{4} E\varepsilon_c$
4	Torsiune cu eliminarea întinderii sau compresiunii			$\pm \sigma_{45°} = \tau_{max} = \frac{E\varepsilon_c}{2(1+\mu)}$
				$\pm \sigma_{45°} = \tau_{max} = \frac{E\varepsilon_c}{2(1+\mu)}$
5	Torsiune cu eliminarea încovoierii, precum şi întinderii sau a compresiunii			$\pm \sigma_{45°} = \tau_{max} = \frac{E\varepsilon_c}{4(1+\mu)}$

□ Traductor activ
▨ Traductor inactiv



Solicitări al căror efect se măsoară



Solicitări al căror efect se elimină

Punți echilibrate. Se deosebesc de punțile Wheatstone obișnuite prin următoarele particularități:

- se urmărește determinarea variației relative a unei rezistențe și nu valoarea rezistenței;
- intervalul de măsurare este restrîns, de obicei nedepășind $\pm 3\%$;
- trebuie să permită măsurarea unor variații foarte mici de rezistență, de ordinul 10^{-5} sau chiar 10^{-6};
- pentru a se putea citi direct deformația, este de dorit ca sensibilitatea punții să fie reglabilă.

Pentru a se evita inserarea de contacte de comutare în brațul reglabil — ceea ce ar conduce la instabilități inadmisibile — echilibrarea punții se face cu rezistoare conectate în paralel pe porțiuni ale brațelor punții, astfel încît contactele să apară în serie numai cu rezistențe de valori relativ mari. Un exemplu de punte tensometrică echilibrată este dat în figura 16.31. Aici echilibrarea se face cu ajutorul a trei elemente reglabile:

- comutatorul dublu S_1 cu valoarea unei trepte egală cu 1%;
- comutatorul dublu S_2, cu 10 trepte de cîte 0,1%;
- potențiometrul dublu S_3, cu 200 diviziuni, valoarea unei diviziuni fiind de 0,001%.

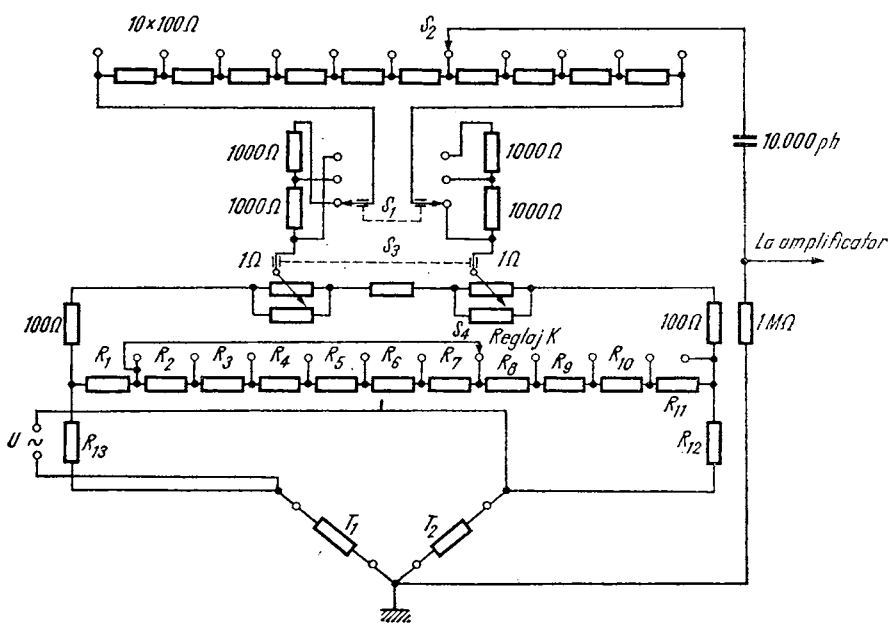
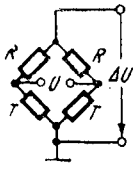
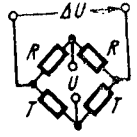


Fig. 16.31. Punte tensometrică echilibrată.

Punți neechilibrate. La aceste punți semnalul de ieșire este folosit direct ca o măsură a variației rezistenței brațelor active ale punții. De obicei, puntea se echilibrează înainte de aplicarea solicitării și rămîne dezechilibrată după aplicarea acesteia.

Tabelul 16.2 **Formule de calcul pentru puntea dezechilibrată**

Tipul de simetrie	Mărimi date	Mărimi de determinat	Tensiunea de dezechilibru pentru 1 sau 2[1]) traductoare active (primă aproximație)	Tensiunea de dezechilibru pentru 1 sau 2[1]) traductoare active (a doua aproximație)	Maximul tensiunii de dezechilibru și condiția obținerii lui	Condiția obținerii liniarității optime
	T și deci $i_T \leqslant I_T$	R și $U = 2Ti_T$	$\Delta U \approx \frac{1}{2} Ti_T \frac{\Delta T}{T}$ $\Delta U \approx Ti_T \frac{\Delta T}{T}$	$\Delta U \approx \frac{1}{2} Ti_T \frac{\Delta T}{T}\left(1 - \frac{1}{2}\frac{\Delta T}{T}\right)$ $\Delta U = Ti_T \frac{\Delta T}{T}$	Nu depinde de R	Nu depinde de R
	Puntea, deci R și U	T cu respectarea condiției: $i_T = \frac{U}{2T} \leqslant I_T$	$\Delta U \approx \frac{1}{4} U \frac{\Delta T}{T}$ $\Delta U \approx \frac{1}{2} U \frac{\Delta T}{T}$	$\Delta U \approx \frac{1}{4} U \frac{\Delta T}{T}\left(1 - \frac{1}{2}\frac{\Delta T}{T}\right)$ $\Delta U = \frac{1}{2} U \frac{\Delta T}{T}$	Nu depinde de T	Nu depinde de T
	T și deci $i_T \leqslant I_T$	R și $U = (T+R) i_T$	$\Delta U \approx \frac{RT}{R+T} i_T \frac{\Delta T}{T}$ $\Delta U \approx 2 \frac{RT}{R+T} i_T \frac{\Delta T}{T}$	$\Delta U \approx \frac{RT}{R+T} i_T \frac{\Delta T}{T}\left(1 - \frac{\Delta T}{T}\frac{T}{R+T}\right)$ $\Delta U \approx 2 \frac{RT}{R+T} i_T \frac{\Delta T}{T}\left[1 + \left(\frac{\Delta T}{T}\frac{T}{T+R}\right)^2\right]$	$\Delta U_{max} = i_T \frac{\Delta T}{T}$ $R \gg T$ $\Delta U_{max} = 2i_T \frac{\Delta T}{T}$ $R \gg T$	$R \gg T$
	Puntea, deci R și U	T cu respectarea condiției: $i_T = \frac{U}{R+T} \leqslant I_T$	$\Delta U \approx \frac{RT}{(R+T)^2} U \frac{\Delta T}{T}$ $\Delta U \approx 2 \frac{RT}{(R+T)^2} U \frac{\Delta T}{T}$	$\Delta U \approx U \frac{RT}{(R+T)^2} \frac{\Delta T}{T}\left(1 - \frac{\Delta T}{T}\frac{T}{R+T}\right)$ $\Delta U \approx 2U \frac{RT}{(R+T)^2} \frac{\Delta T}{T}\left[1 + \left(\frac{\Delta T}{T}\frac{T}{R+T}\right)^2\right]$	$\Delta U_{max} = \frac{1}{4} U \frac{\Delta T}{T}$ $T = R$ $\Delta U_{max} \approx \frac{1}{2} U \frac{\Delta T}{T}$ $T = R$	$T \ll R$

Notă.

i_T — curentul prin traductor; I_T — curentul maxim admisibil al traductorului.

[1]) Pentru variații egale și de semn contrar ale celor două traductoare.

În cazul deformațiilor relativ mici, tensiunea de ieșire a punții depinde practic liniar de deformația de măsurat. La deformații mari, apar erori de neliniaritate, care însă sînt destul de mici pentru a putea fi neglijate în majoritatea cazurilor practice.

Liniaritatea depinde și de valoarea rezistențelor din brațe. Acestea se aleg astfel încît să rezulte o liniaritate satisfăcătoare și o sensibilitate cît mai mare. În scopul obținerii sensibilității maxime, rezistențele punții se aleg de obicei egale sau de valori apropiate.

În tabelul 16.2 sînt date formule de calcul pentru puntea neechilibrată, în două cazuri: cu un traductor activ sau cu două traductoare active.

Formulele în primă aproximație sînt valabile la dezechilibru relativ mic. Formulele în a doua aproximație conțin termeni suplimentari care indică gradul de neliniaritate rezultant. Toate formulele din tabelul 16.2 sînt deduse în ipoteza punților simetrice (brațele egale două cîte două) și cu sarcină neglijabilă la ieșire.

Uneori rezistența de intrare a amplificatorului conectat la ieșirea punții este comparabilă cu rezistența de ieșire a punții. Aceasta este cazul, de exemplu, dacă se caută obținerea sensibilității maxime — condiționat și de raportul semnal/zgomot — prin adaptarea sarcinii. În acest caz formulele din tabelul 16.2 rămîn valabile, cu aproximație, dacă tensiunea de ieșire este redusă cu un factor $R_s/(R_s + R_{ieș})$ unde R_s este rezistența de sarcină (rezistența de intrare a amplificatorului) și $R_{ieș}$ este rezistența de ieșire a punții.

În schemele tensometrelor obișnuite, amplificatorul este urmat de un detector sensibil la fază. Ca urmare, se poate renunța — în cazul frecvențelor nu prea mari, de ordinul sutelor de hertzi — la echilibrarea reactanțelor punții. La frecvențe mai înalte (peste 1 kHz) dezechilibrul reactiv conduce la tensiuni în cuadratură relativ mari, a căror rejecție nu mai este posibilă în detectorul sensibil la fază. În aceste cazuri, se practică echilibrarea reactivă a punții, de cele mai multe ori cu ajutorul unor condensatoare variabile.

16.3.2. APARATE TENSOMETRICE

Schema bloc generală a aparatelor tensometrice de construcție obișnuită este reprezentată în figura 16.32.

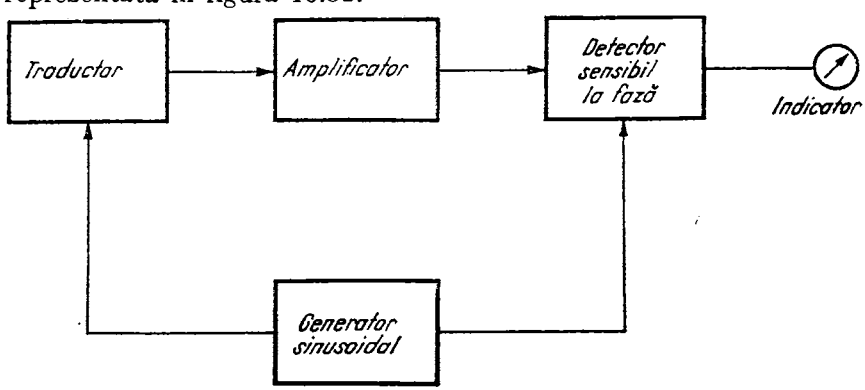


Fig. 16.32. Schema bloc a aparatelor tensometrice.

Traductorul este alimentat de un generator de tensiune sinusoidală. Semnalul de ieşire al punţii traductoare este amplificat şi aplicat unui detector sensibil la fază, comandat de acelaşi generator. Semnalul de ieşire al detectorului acţionează direct — sau prin intermediul unui amplificator de curent continuu (nefigurat în schemă) — instrumentul indicator (de obicei magnetoelectric) sau înregistrator.

Generatorul este de tip *RC* sau *LC*. Stabilitatea de frecvenţă nu este importantă, în schimb se cere o bună stabilitate de amplitudine, atît la variaţia sarcinii (dezechilibrarea punţii traductoare) cît şi la modificarea unor factori de influenţă ca temperatura, tensiunea reţelei de alimentare etc. De asemenea, este necesar ca distorsiunile să fie mici, deoarece puntea nu este totdeauna echilibrată pe armonicele superioare ale tensiunii de alimentare, ceea ce poate provoca perturbaţii importante.

Amplificatorul trebuie să aibă o bună stabilitate a amplificării şi zgomot redus. Amplificarea totală în tensiune este de ordinul 10^4 ... 10^5. Amplificatorul trebuie să fie suficient de liniar pentru a nu introduce erori de neliniaritate prea mari.

Detectorul sensibil la fază este necesar pentru a pune în evidenţă şi semnul tensiunii de dezechilibru a punţii. În plus, detectorul sensibil la fază mai are următoarele proprietăţi:

- elimină practic toate semnalele de frecvenţă necorelate cu frecvenţa semnalului util;
- elimină armonicile pare ale semnalului şi atenuează armonicile impare;
- atenuează componenta în cuadratură a semnalului.

Aceste proprietăţi sînt deosebit de utile la tensometre, întrucît permit îmbunătăţirea raportului semnal/zgomot şi admit o echilibrare reactivă incompletă a punţii traductoare. Performanţa diferitelor tipuri de detectoare sensibile la fază este caracterizată tocmai de raportul de rejecţie a acestor componente nedorite: semnale necorelate şi componenta în cuadratură. Aceste rapoarte de rejecţie — în zona de funcţionare liniară — sînt de ordinul 30 ... 40 dB la detectoarele obişnuite, ajungînd la 50 ... 60 dB în cazul detectoarelor de tip special.

Cele mai răspîndite detectoare sensibile la fază folosesc scheme cu diode în inel sau detectoare cu transformator diferenţial şi diode în serie sau în paralel. Performanţe mai bune au detectoarele cu tranzistoare, în special cele cu tranzistoare cu efect de cîmp.

Tensometrele sînt prevăzute cu organe de reglaj al sensibilităţii (în funcţie de traductoarele folosite), reglarea zeroului, echilibrarea reactivă şi — la tensometrele pentru măsurări în puncte multiple — comutarea canalelor de măsurare.

16.4. MĂSURAREA MASEI ŞI FORŢEI

Măsurarea prin metode electronice a masei şi a forţei se utilizează pe scară largă în industrie, în transporturi, încercări de materiale etc. Traductoarele folosite sînt de două categorii: cu acţiune directă, bazate pe efecte fizice

care fac să corespundă nemijlocit forței aplicate elementului sensibil un semnal electric — și cu acțiune indirectă, la care forța de măsurat acționează asupra unui element sau sistem elastic, producînd o deformație sau o deplasare care se măsoară cu un traductor adecvat.

În practică sînt mai răspîndite traductoarele cu acțiune indirectă, în special cele tensometrice.

Avînd în vedere că la măsurarea masei prin metode electronice se măsoară totdeauna o forță, traductoarele de masă și de forță nu sînt în principiu diferite. Aparatele diferă însă prin adaptarea lor la diferite măsurări specifice și prin mărimea afișată.

16.4.1. APARATE DE MĂSURAT TENSOMETRICE

Elementul principal îl constituie doza de măsurare, care conține un element elastic din oțel avînd formă cilindrică, inelară sau paralelipipedică. Traductoarele tensometrice se plasează în număr de minimum patru pe elementul elastic, două orientate în direcția solicitării, iar două perpendicular pe această direcție; pentru obținerea unei precizii mai mari se utilizează opt traductoare.

Un exemplu de doză pentru măsurarea masei sau a forței de compresiune este dat în figura 16.33.

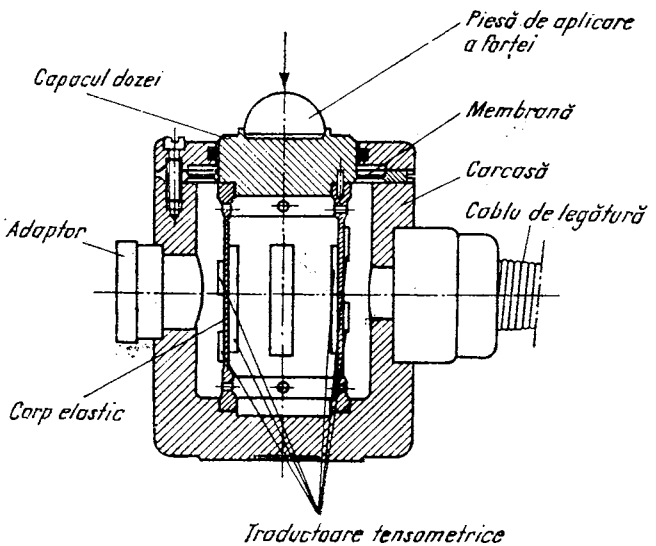


Fig. 16.33. Doză de măsurare a masei sau a forței de compresiune.

Corpul elastic are forma unui cilindru gol, pe care sînt aplicate traductoarele tensometrice. Forța se transmite la corpul elastic printr-o emisferă, ceea ce asigură aplicarea ei punctuală și repartizarea aproximativ egală a

eforturilor în cilindrul elastic. Influenţa forţelor transversale este eliminată printr-o membrană.

Traductoarele tensometrice sînt montate în braţele unei punţi Wheatstone (fig. 16.34). Schema mai cuprinde un rezistor R_c pentru compensarea variaţiei cu temperatura a modulului de elasticitate al piesei elastice şi un rezistor de calibrare R_E.

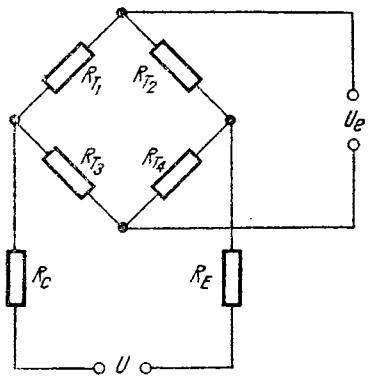


Fig. 16.34. Montarea traductoarelor tensometrice pentru măsurarea forţei

În lipsa încărcării dozei puntea se aduce la echilibru. Încărcarea provoacă dezechilibrarea punţii, tensiunea de ieşire fiind proporţională cu sarcina.

Dozele tensometrice se construiesc cu precizii pînă la 0,1%, cu oarecare erori suplimentare la variaţia temperaturii în limite largi (de exemplu $-10 \ldots + 50°C$).

Aparatele tensometrice pentru măsurarea masei sau a forţei sînt cu amplificare directă sau cu compensare. Pentru a pune în valoare precizia ridicată a dozelor, sînt preferate aparatele cu compensare automată, prin servomotor. Schema de principiu a unui asemenea aparat este reprezentată în figura 16.35. Puntea este formată din cele patru traductoare $T_1 - T_4$, iar circuitul de compensare este format din patru rezistoare fixe $R_1 - R_4$, un potenţiometru R_e de măsurare şi un

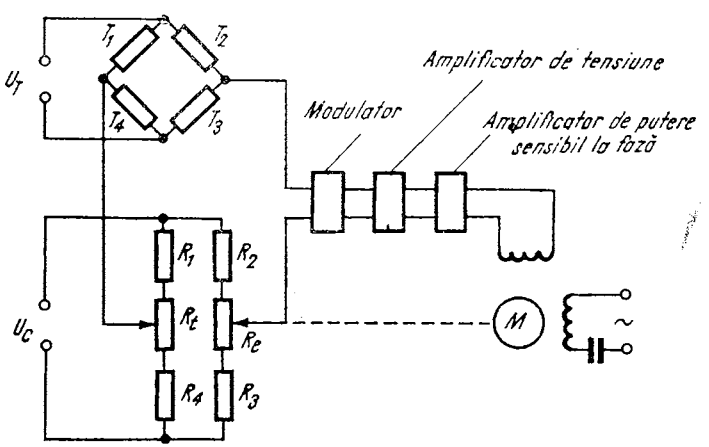


Fig. 16.35. Aparat tensometric cu compensare automată

potenţiometru de tarare R_t. Tensiunea de dezechilibru a punţii este compensată de căderea de tensiune pe potenţiometrul de măsurare; diferenţa dintre ele este menţinută la o valoare minimă prin amplificatorul de eroare — format din modulator, amplificator de c.a. şi amplificator de putere sensibil la fază — şi servomotorul care acţionează cursorul potenţiometru-

lui. Rezultatul măsurării este afișat pe scara gradată a potențiometrului de măsurare.

Potențiometrul de tarare servește la măsurarea tarei (de exemplu, masa vagonului gol) și la eliminarea automată a ei din rezultatul măsurării.

Există și sisteme cu alimentarea dozei în curent alternativ. Acestea au avantajul simplificării amplificatorului, dar ridică problema influenței reactanțelor parazite.

Unul din avantajele importante ale cîntăririi electronice este posibilitatea însumării semnalelor provenite de la mai multe doze. Această însumare se face cu erori minime.

16.4.2 APARATE CU TRADUCTOR INDUCTIV SAU CAPACITIV

Sînt bazate pe convertirea forței într-o deplasare — prin intermediul unui element elastic — și măsurarea deplasării cu ajutorul unui traductor inductiv sau capacitiv.

Ca traductor inductiv se poate folosi, de exemplu, un transformator diferențial cu armătură mobilă. Circuitul de măsurare este de regulă o punte de curent alternativ, al cărei semnal de ieșire se măsoară, după amplificare și detecție sincronă.

Alte sisteme folosesc ca semnal de ieșire deviația de frecvență a unui oscilator *LC*, a cărui bobină sau condensator este constituit din traductorul de deplasare. Aceste sisteme se pretează bine la telemăsurare.

În general, aparatele cu traductor inductiv sau capacitiv sînt folosite mai rar, din cauza preciziei mai reduse decît cea a aparatelor tensometrice.

16.4.3. APARATE CU TRADUCTOR PIEZOELECTRIC

Sînt bazate pe efectul piezoelectric al cristalelor de cuarț sau de titanat de bariu. Forța aplicată traductorului produce apariția unei tensiuni electrice, care este amplificată cu ajutorul unui amplificator avînd impedanța de intrare suficient de mare. Aparatele piezoelectrice se folosesc în special la măsurări dinamice. În cazul măsurărilor statice, ele necesită circuite electronice speciale și au, în general, performanțe mai reduse.

16.4.4. APARATE CU TRADUCTOR MAGNETOELASTIC

La aceste aparate măsurarea se bazează pe proprietatea traductorului de a-și modifica permeabilitatea magnetică în funcție de forța de compresiune la care este supus.

Un exemplu de doză de măsurare magnetoelastică este dat în figura 16.36. Forța de măsurat se aplică corpului magnetoelastic prin intermediul unei emisfere. Bobina de măsurare este introdusă într-un locaș special al dozei. Variația impedanței dozei cu forța aplicată este suficient de mare pentru ca măsurarea să fie posibilă fără circuite de amplificare, prin compararea directă a impedanței dozei de măsurare cu impedanța unei doze similare, pasive (doză martor).

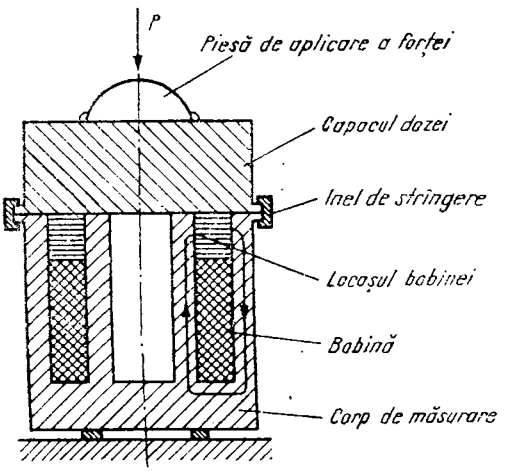


Fig. 16.36. Doză de măsurare magnetoelastică.

Dezavantajul principal al dozelor magnetoelastice este neliniaritatea și dispersia curbelor caracteristice ale traductoarelor, ceea ce limitează precizia realizabilă.

16.4.5. AMPLASAREA DOZELOR ŞI MĂSURAREA DINAMICĂ

Aparatele de cîntărit electronice au marele avantaj că pot fi folosite în diferite puncte de măsurare (la vagoane de cale ferată, autocamioane, macarale, poduri rulante etc.), prin introducerea dozelor în locuri unde aparatele mecanice nu pot fi amplasate. În figura 16.37 sînt date cîteva exemple

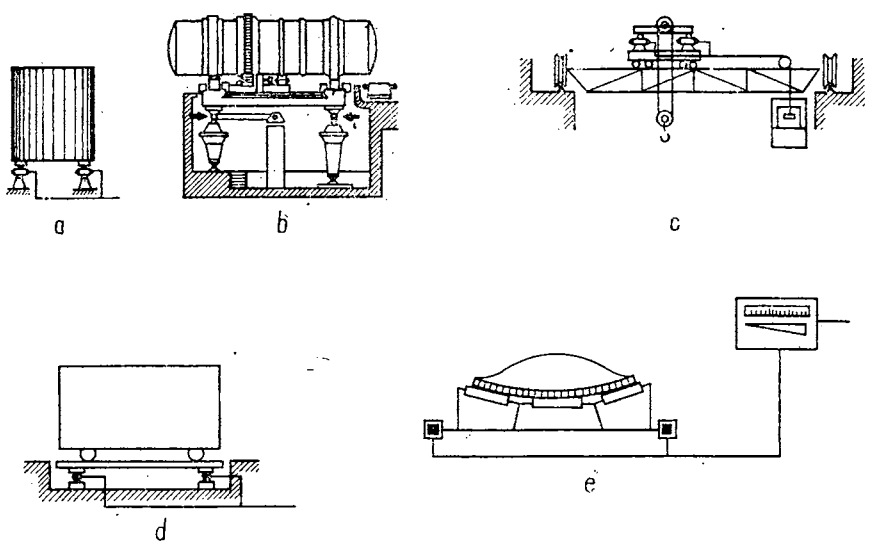


Fig. 16.37. Amplasarea dozelor de cîntărire:
a, *b* — la rezervoare; *c* — la poduri rulante; *d* — la platforme de cîntărire; *e* — la benzi transportoare.

de utilizare a dozelor de măsurare la: rezervoare, poduri rulante, platforme de cîntărire a mijloacelor de transport, benzi transportoare etc.

Doza trebuie amplasată la locul de măsurare astfel, încît forța să se aplice vertical și punctiform, iar forțele orizontale să fie eliminate. În acest scop se prevăd sisteme variate de sprijinire a dozelor, ca de exemplu: prin suprafețe metalice în contact, între care se află un lubrifiant; prin bile; prin bare de încovoiere; prin articulații sferice (fig. 16.38).

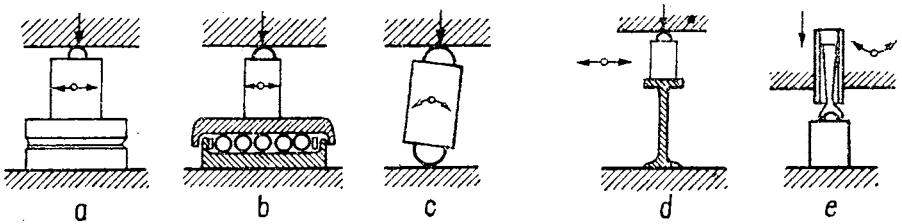


Fig. 16.38. Sprijinirea dozelor tensometrice pentru eliminarea efectului forțelor transversale:

a — suprafețe metalice și lubrifianți; *b* — suprafețe metalice și bile; *c*, *e* — articulații sferice; *d* — bare de încovoiere

În multe cazuri cîntărirea se face în regim dinamic, ca la măsurarea masei unor obiecte în mișcare (vehicule). În aceste cazuri este necesar să se ia măsuri speciale pentru eliminarea erorilor datorite efectelor componentelor dinamice. În figura 16.39 este dată schema bloc a unui cîntar elec-

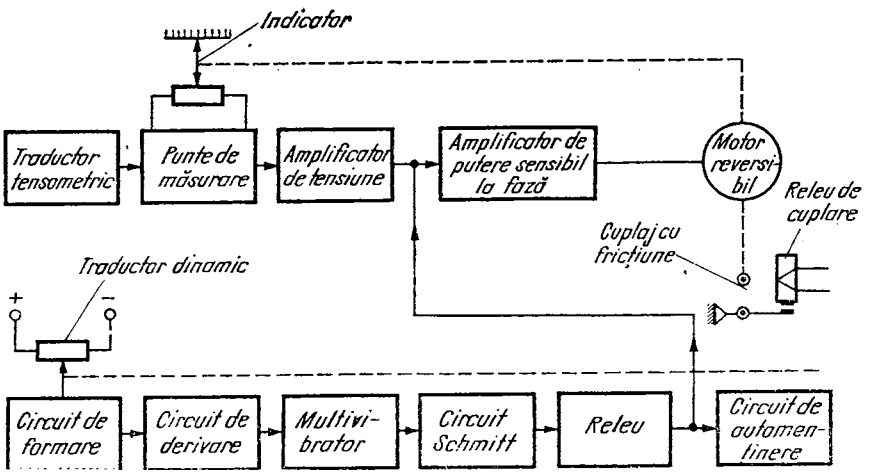


Fig. 16.39. Cîntar electronic pentru cîntărire dinamică.

tronic, pentru cîntărire dinamică. Pe lîngă sistemul de măsurare propriu-zis, aparatul este prevăzut cu un traductor special al componentei dinamice, care generează o tensiune alternativă amortizată. Măsurarea corectă se realizează în momentele trecerii prin zero a acestui semnal alternativ. Un circuit special asigură acționarea amplificatorului numai în momentele proprii măsurării corecte.

16.5. MĂSURAREA CUPLULUI ŞI A PUTERII MECANICE

Cuplul (momentul de torsiune) reprezintă un parametru funcțional important pentru diferite mașini și mecanisme ca: motoare electrice sau cu ardere internă, pompe, reductoare, transmisii de forță, mașini prelucrătoare, vehicule etc. Determinarea cuplului permite stabilirea caracteristicilor funcționale ale agregatelor sau a parametrilor unor procese industriale de prelucrare. Cunoscînd și turația corespunzătoare, se poate stabili puterea debitată sau absorbită, în vederea asigurării unei funcționări cu randament maxim a instalațiilor.

Față de aparatele bazate pe metodele de măsurare clasice (mecanice, optice, electromecanice), aparatele electronice pentru măsurarea cuplului — numite de obicei torsiometre electronice — prezintă o serie de avantaje: sensibilitate ridicată, posibilitatea măsurării regimurilor tranzitorii cu variație rapidă, posibilitatea înregistrării sau a transmiterii la distanță a rezultatului măsurătorii.

Diversitatea soluțiilor adoptate pentru realizarea torsiometrelor electronice este determinată în principal de tipul traductorului utilizat, care stabilește structura întregului aparat.

Unele torsiometre permit determinarea nu numai a cuplului M ci și a vitezei unghiulare ω și deci a puterii transmise P

$$P = M \cdot \omega$$

în acest caz aparatul reprezentînd de fapt o instalație complexă de măsurare a cuplului și puterii mecanice.

Traductoarele de cuplu se bazează pe deformația elastică a unui element, căruia i se aplică cuplul de măsurat. Acest element poate fi chiar arborele prin care se transmite cuplul; deoarece în multe cazuri axele supuse măsurării prezintă o rigiditate la torsiune ridicată, pentru a obține o sensibilitate mărită, este avantajoasă intercalarea în sistemul mecanic de transmitere a cuplului a unei piese special construită în acest scop și care reprezintă de obicei un cilindru de o anumită lungime.

Aplicarea momentului de torsiune produce în elementul elastic o stare de tensiuni și deformații, precum și o deplasare unghiulară relativă a diferitelor secțiuni. Ambele aceste efecte sînt proporționale cu valoarea cuplului aplicat, dacă se asigură o comportare liniară a materialului elementului elastic. De remarcat că efectele elastice apar atît în cazul aplicării statice a cuplului cît și în piesele care se găsesc în rotație.

La un arbore de diametru D supus unui cuplu M, tensiunile tangențiale τ sînt maxime pe o direcție ce face un unghi de 45° cu direcția axială, avînd valoarea

$$\tau_{max} = \frac{16M}{\pi D^3} \tag{16.35}$$

iar unghiul de răsucire θ între două secțiuni situate la o distanță l pe direcție axială este

$$\theta = \frac{32M \cdot l}{\pi G \cdot D^4} \tag{16.36}$$

în care G este modulul de elasticitate transversală.

Măsurarea cuplului cu ajutorul traductoarelor cu element elastic se reduce astfel la măsurarea deformațiilor sau la măsurarea unghiului de răsucire.

Principalele tipuri de traductoare, funcție de mărimea intermediară utilizată la transformarea cuplului în semnal electric, sînt:

prin conversie cuplu — deformație — semnal electric:
- traductoare tensometrice;
- traductoare magnetoelectrice;

prin conversie cuplu-unghi de răsucire-semnal electric:
- traductoare inductive;
- traductoare capacitive;
- traductoare fotoelectrice;
- traductoare cu impulsuri.

16.5.1. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE TENSOMETRICE

Torsiometrele tensiometrice utilizează traductoare torsiometrice tensometrice, cunoscute și sub numele de cuple torsiometrice tensometrice.

Elementul principal al cuplei este axul de torsiune (elementul elastic) care se intercalează în arborele pe care se măsoară momentul transmis, măsurarea fiind posibilă atît în situația cînd arborele este în repaus, cît și atunci cînd acesta se rotește.

Elementul sensibil al cuplei este traductorul tensometric rezistiv (marca tensometrică). Pe elementul elastic se aplică un număr de două, patru sau eventual mai multe asemenea traductoare tensometrice, dispuse pe direcții făcînd unghiuri de 45° cu generatoarea. Traductoarele tensometrice se conectează într-o punte sau o semipunte. Alegînd în mod corespunzător geometria dispunerii traductoarelor tensometrice rezistive și schema lor de conexiune, se asigură pe de o parte obținerea sensibilității maxime la torsiune, iar pe de altă parte eliminarea unor efecte parazite: efectul solicitărilor axiale și de încovoiere sau cel datorat variațiilor de temperatură.

În figura 16.40 este arătat modul de dispunere pe elementul sensibil a patru traductoare tensometrice, precum și modul lor de conectare în punte

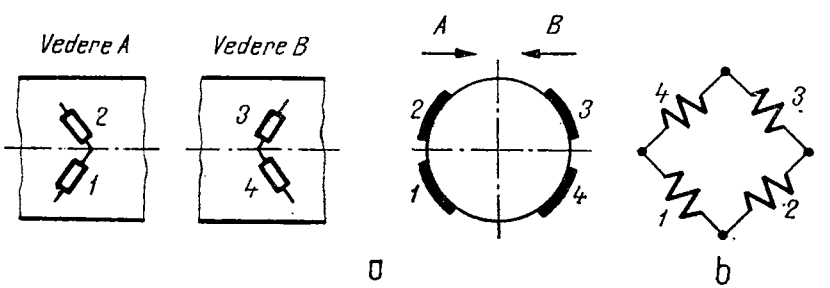


Fig. 16.40. Dispunerea pe elementul sensibil a traductoarelor tensometrice pentru măsurarea cuplului:

a — montarea traductoarelor; *b* — conectarea traductoarelor în punte.

pentru măsurarea cuplului (cu eliminarea efectului solicitărilor axiale şi de încovoiere). Pentru acest mod de dispunere a traductoarelor tensometrice rezistive, relaţia între efortul în direcţia la 45° şi deformaţia ε_s este:

$$+\sigma_{45°} = \tau_{max} = \frac{E\varepsilon_s}{4(1+\mu)} \tag{16.37}$$

în care:

ε_s reprezintă deformaţia măsurată pe suprafaţa axului;
μ — coeficientul lui Poisson;
E — modulul de elasticitate al materialului axului.

Înlocuind pe τ_{max} cu expresia $\frac{16M}{\pi D^3}$ se obţine următoarea dependenţă între deformaţia măsurată ε_s şi momentul de torsiune M aplicat:

$$\varepsilon_s = \frac{64(1+\mu)}{\pi D^3 E} M. \tag{16.38}$$

Tensiunea de dezechilibru a punţii, care este proporţională cu deformaţia, variază liniar cu cuplul de torsiune măsurat.

Pe acest principiu se realizează cuple capabile să măsoare cupluri cuprinse între 1 şi 10^5 Nm cu precizii mai bune de 0,25%.

Aparatura electronică de măsurat utilizată împreună cu cuplele torsiometrice tensometrice constă în punţi tensometrice de uz general, utilizate şi la alte măsurări tensometrice.

O problemă de mare importanţă este asigurarea legăturii electrice între traductorul în rotaţie şi aparatura electronică de măsurat, imobilă. O posibilitate de realizare a acestei legături o constituie utilizarea unor colectoare de măsură speciale. La alegerea schemei de măsură trebuie evitată introducerea unor erori suplimentare datorate rezistenţei de contact a colectoarelor (0,01 ... 0,1 Ω) care este comparabilă cu variaţia utilă a rezistenţei mărcilor tensometrice.

O schemă de măsurare care evită ca rezistenţele de contact să intervină în echilibrul punţii este prezentată în figura 16.41, în care colectoarele sînt plasate în diagonalele de alimentare şi de măsurare ale punţii.

În practică se folosesc două tipuri de colectoare: colectoare cu contacte glisante (inele colectoare) şi colectoare cu mercur.

O altă soluţie pentru realizarea legăturii electrice între traductorul în mişcare şi aparatura de măsură fixă constă în utilizarea unor

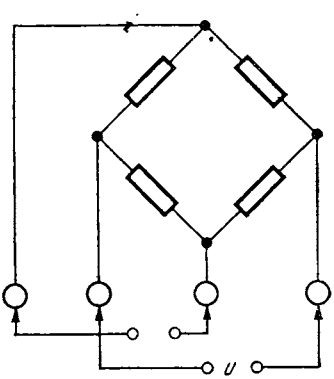


Fig. 16.41. Plasarea colectoarelor pentru evitarea efectului rezistenţelor de contact.

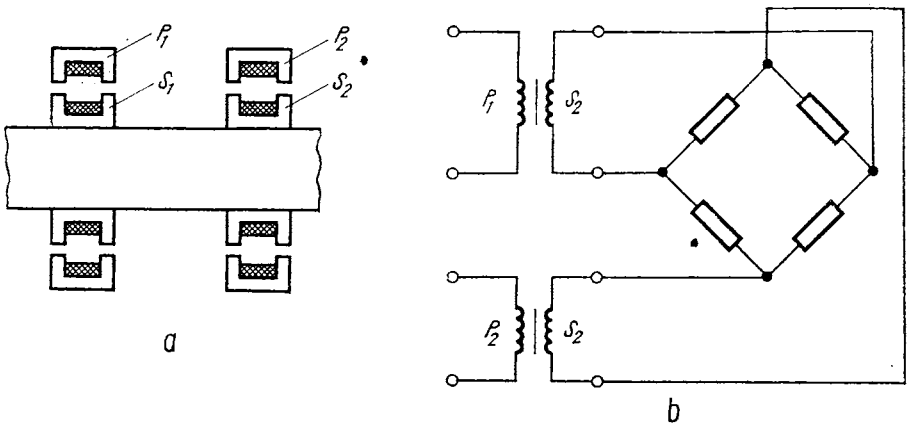


Fig. 16.42. Cuplă torsiometrică fără colector, folosind transformatoare de cuplaj: *a* — dispunerea înfășurărilor; *b* — schema electrică.

transformatoare de construcție specială, transformatoare rotative —obținîndu-se niște cuple torsiometrice fără colector (figura 16.42).

Puntea de mărci tensometrice aflată pe axul traductorului este intercalată între două transformatoare, astfel realizate încît una din înfășurări (P_1 respectiv P_2) este solidară cu corpul traductorului (statorul), iar cealaltă (S_1 respectiv S_2) se găsește pe axul traductorului (rotor), aceasta din urmă putîndu-se roti liber, fără ca rotirea să influențeze funcționarea electrică a transformatoarelor. Unul din transformatoare asigură alimentarea punții de traductoare, în timp ce cel de al doilea transmite semnalul de dezechilibru al acestei punți la intrarea tensometrului electronic.

O altă posibilitate de a asigura legătura între cupla torsiometrică tensometrică și aparatura de măsură este utilizarea modulației de frecvență, ilustrată în figura 16.43.

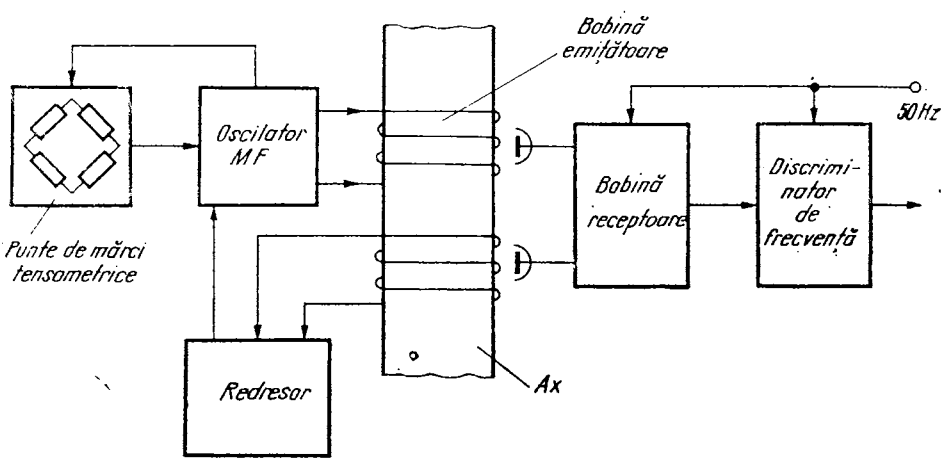


Fig. 16.43. Cuplă torsiometrică cu modulație de frecvență.

Tensiunea de dezechilibru a punţii determină valoarea frecvenţei oscilatorului modulat în frecvenţă, aflat de asemenea pe ax. Semnalul de la bobina emiţătoare este transmis inductiv la bobina receptoare (fixă) şi apoi la discriminatorul de frecvenţă, care furnizează un semnal proporţional cu deviaţia de frecvenţă, respectiv cu momentul de torsiune măsurat. Sistemul permite şi măsurări în regim dinamic.

16.5.2. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE MAGNETOELASTICE

Aceste torsiometre sînt realizate pe baza efectului magnetoelectric, care constă în dependenţa permeabilităţii magnetice de starea de tensiune şi de deformaţia mecanică.

Toate materialele feromagnetice prezintă într-o măsură mai mare sau mai mică acest efect, el fiind însă mai pronunţat în cazul anumitor metale sau aliaje ca de exemplu nichelul, aliajele fier-nichel etc.

Elementul magnetoelastic poate fi chiar arborele care este supus măsurării. În acest caz, dezavantajul datorat unei sensibilităţi mai reduse — deoarece oţelurile utilizate la construcţia arborilor în industria construcţiilor de maşini au un efect magnetoelastic scăzut — este compensat de simplitatea construcţiei.

Pentru obţinerea unei sensibilităţi mari se poate adopta soluţia unor cuple intercalate în sistemul mecanic de transmitere a cuplului, axul cuplei fiind realizat din materiale cu proprietăţi magnetice ridicate.

În figura 16.44 este prezentat schematic principiul de funcţionare a unui traductor de tip inductanţă variabilă. Fluxul magnetic al bobinei se închide prin miezul statoric şi o porţiune din arborele în rotaţie. Variaţia de reluctanţă,

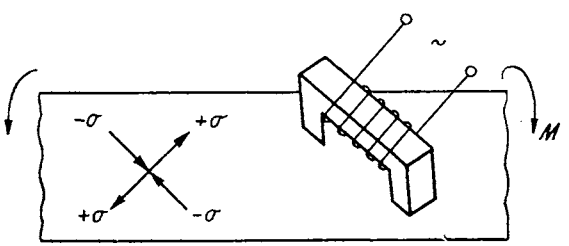


Fig. 16.44. Traductor de cuplu de tip inductanţă variabilă.

provocată de efectul magnetoelastic, modifică inductanţa bobinei. O a doua bobină, identică cu prima, dar dispusă la 90° faţă de ea va suferi variaţii de inductanţă de semn opus; ambele bobine, conectate în mod corespunzător, constituie o semipunte inductivă, care permite o măsurare diferenţială a variaţiilor de inductanţă, proporţionale cu momentul de torsiune aplicat.

În figura 16.45 este prezentat principiul de funcționare a traductorului de tip transformator.

Pe piesele polare executate din tablă silicioasă, sînt dispuse bobinele primare, respectiv bobinele secundare, sensurile de bobinare fiind alese astfel încît să se formeze cîte doi poli magnetici nord și sud. La bobinele primare este conectat un generator de curent alternativ, iar la bobinele secundare

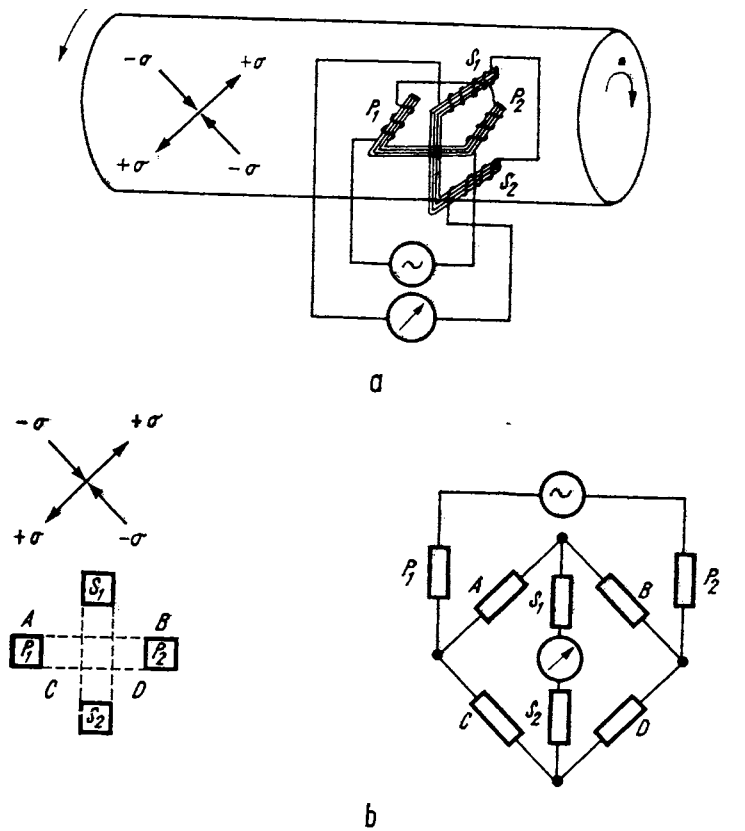


Fig. 16.45. Traductor de cuplu tip transformator:

a — dispunerea pe arbore; *b* — sensul eforturilor, succesiunea bobinelor și puntea Wheatstone echivalentă.

intrarea unui voltmetru electronic. Fluxul înfășurărilor primare se închide între polii P_1, P_2 prin arborele de rotație. Atîta timp cît distribuția de flux în arbore este simetrică în raport cu generatoarea $P_1 - P_2$, în înfășurările secundare nu se induce nici o tensiune. Dacă arborele este torsionat și devine anizotrop din punct de vedere magnetic, între polii S_1 și S_2 apare o diferență de potențial magnetic și o parte din flux va trece prin miezul secundar, inducînd o anumită tensiune alternativă în înfășurările acestuia. Se observă că sistemul reprezintă o punte, ale cărei brațe sînt constituite de reluctanțele P_1S_1, S_1P_2, P_2S_2 și S_2P_1 și funcționează ca analogul magnetic al punții Wheat-

stone dezechilibrate. Pentru a se evita inducerea directă a tensiunii din primar în secundar, cele două bobine trebuie să fie ecranate între ele.

Precizia traductoarelor magnetoelastice descrise este afectată de descentrarea (bătaia) arborelui față de miezul fix. O altă sursă de erori o poate constitui neuniformitatea pe circumferință a proprietăților magnetice și magnetoelastice ale arborelui. Ambele cauze duc la apariția unui semnal parazit, în ritmul rotației arborelui, care pentru a fi atenuat trebuie filtrat cu circuite a căror constantă de timp se alege de același ordin de mărime cu perioada unei rotații.

O soluție care reduce mult acest semnal parazit constă în realizarea unor construcții cu simetrie circulară, semnalul de ieșire reprezentînd rezultatul unei integrări (medieri) de-a-lungul circumferinței și deci prezentînd o modulație redusă.

Torsiometrele cu traductoare magnetoelastice au avantajul simplității constructive, sînt robuste și sigure în funcționare. Au o sensibilitate destul de ridicată, astfel încît nu necesită prezența în lanțul de măsurare a unui amplificator. În schimb, au precizie și stabilitate reduse (datorită fenomenelor de histerezis, neliniaritate și efectelor de temperatură) și pot fi utilizate numai la măsurări în regim static sau regim dinamic cu variație lentă.

Torsiometrele magnetoelastice își găsesc utilizarea la măsurări pe instalații de acționare de mare putere cum ar fi laminoare, mori cu bile, motoare de vapor etc., unde este necesar un control continuu al momentului transmis.

16.5.3. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE INDUCTIVE

Torsiometrele cu traductoare inductive utilizează ca mărime neelectrică intermediară unghiul de răsucire relativă a două secțiuni situate la o anumită distanță; această distanță este numită baza de măsurare. Răsucirii elementului elastic îi corespunde o deplasare relativă pe direcția tangențială, care poate fi pusă în evidență cu ajutorul unui element sensibil analog cu cele utilizate în micrometrele electronice.

Un exemplu de traductor care utilizează un sistem inductiv de măsurare a micilor deplasări este prezentat schematic în figura 16.46. Două piese tubu-

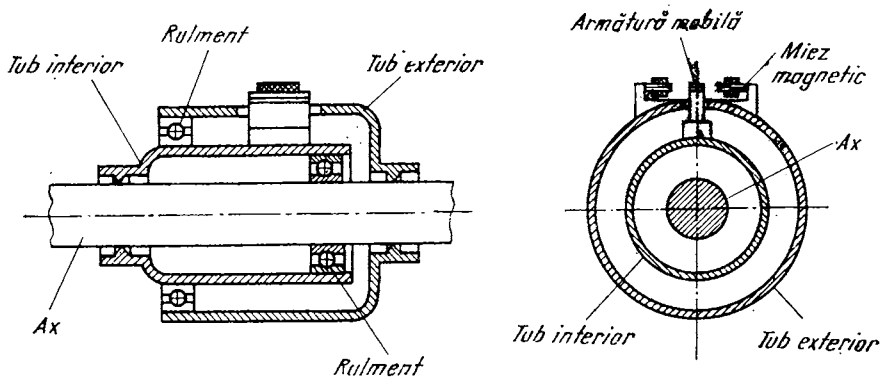


Fig. 16.46. Traductor de torsiune cu sistem inductiv de măsurare.

lare sînt solidare cu axul în două secțiuni, distanța dintre ele constituind baza de măsurare. Pe tubul exterior sînt fixate două miezuri magnetice cu înfășurările respective, iar pe tubul interior o armătură care se poate deplasa în interiorul lăsat între cele două miezuri. Tubul exterior poartă și inelele colectoare, care prin intermediul unor perii, fac legătura între traductor și aparatura de măsurare. Din punct de vedere electric, traductorul poate fi utilizat fie într-un montaj de punte inductivă, fie ca transformator diferențial. Ca și în cazul traductoarelor torsiometrice tensometrice, unde s-au adoptat diferite soluții pentru a elimina necesitatea colectoarelor, și în cazul torsiometrelor cu traductoare inductive s-au realizat construcții moderne de traductoare, fără contact galvanic, cuplajul între arborele în rotație și partea fixă a instalației realizîndu-se magnetic.

Torsiometrele cu traductoare inductive se disting printr-o construcție relativ simplă, precizie și sensibilitate ridicată (erorile de măsurare sînt de obicei de ordinul 0,5%), permițînd măsurări de cuplu în intervale largi de valori, la turații pînă la 20 ... 25 000 rot/min.

16.5.4. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE CAPACITIVE

Elementul sensibil al traductorului torsiometric capacitiv este un condensator, format din două piese concentrice tubulare, solidarizate în două secțiuni ale axului, avînd între ele un interstițiu de cîteva sutimi de milimetru. Construcția mecanică a unui astfel de traductor este asemănătoare cu cea din figura 16.46. Piesa tubulară exterioară (electrodul exterior) are pe suprafața sa interioară o serie de caneluri longitudinale; în mod similar este prelucrată suprafața interioară a tubului interior (care reprezintă electrodul interior al condensatorului). Constanța interstițiului este asigurată de rulmenți.

În figura 16.47 este reprezentată variația capacității traductorului în funcție de unghiul de răsucire (respectiv momentul de torsiune), o perioadă

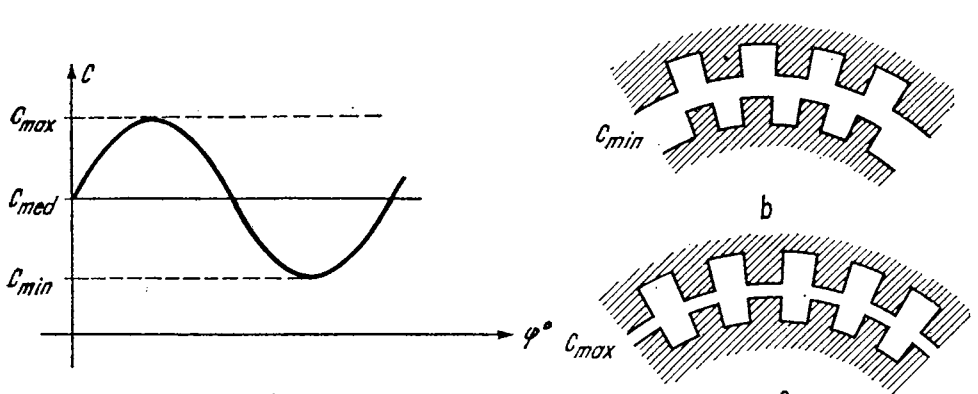


Fig. 16.47. Variația capacității traductorului capacitiv de cuplu, în funcție de unghiul de răsucire:

a — curba de variație; *b* — pozițiile relative ale electrozilor, corespunzătoare valorilor extreme ale capacităților.

a curbei corespunzînd unei deplasări relative a celor doi electrozi cu un canal; de asemenea este indicată poziția relativă a electrozilor corespunzînd capacității minime, respectiv capacității maxime a condensatorului.

Montarea traductorului se realizează astfel ca în absența momentului de torsiune, capacitatea condensatorului să corespundă valorii medii.

Torsiometrele cu traductoare capacitive sînt avantajoase pentru executarea măsurărilor la temperaturi ridicate, de exemplu în cazul motoarelor cu ardere internă. În schimb ele sînt mai pretențioase atît în privința preciziei prelucrărilor mecanice, cît și a schemelor electronice cu care pot lucra.

16.5.5. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE FOTOELECTRICE

Principiul de funcționare al torsiometrelor cu traductoare fotoelectrice se bazează pe măsurarea pe cale fotoelectrică a unghiului de răsucire a elementului elastic al traductorului. Construcția unui astfel de torsiometru este prezentată în figura 16.48.

Pe axul care constituie elementul elastic prin care se transmite momentul de măsurat, se fixează în două secțiuni ale sale, aflate la capetele elementului elastic, două discuri identice prevăzute cu fante radiale, a căror poziție relativă este determinată de mărimea cuplului. În corpul imobil al traductorului, de o parte și de alta a discurilor se găsesc două becuri, respectiv două fotocelule. Mișcarea relativă a discurilor cu fante sub acțiunea cuplului aplicat

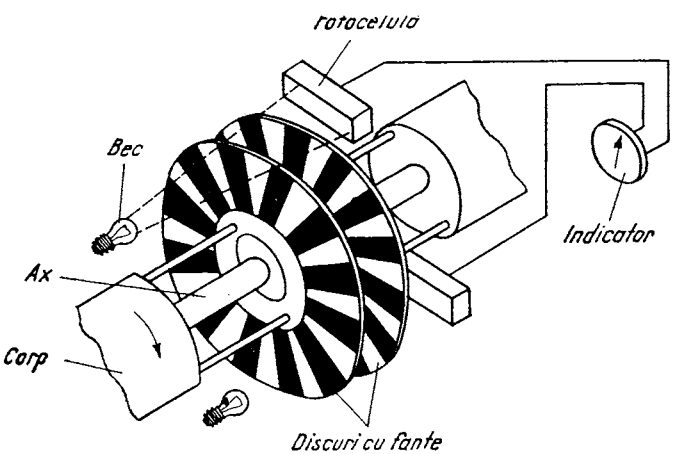


Fig. 16.48. Traductor de cuplu fotoelectric.

modifică suprafața ferestrelor prin care poate trece fasciculul luminos, respectiv iluminarea fotocelulelor. Semnalul electric furnizat de fotocelule, proporțional cu cuplul măsurat, este indicat direct de un instrument magnetoelectric. Suprafața fotocelulelor acoperă mai multe segmente ale discurilor, ceea ce asigură o micșorare a pulsațiilor semnalului de ieșire.

Precizia de măsurare a unui astfel de torsiometru este determinată de neliniaritatea fotocelulelor, de precizia de execuție și montaj a discurilor cu fante, precum și de dependența de temperatură a sensibilității fotocelulelor. Din cauza surselor de lumină pe care le conțin, torsiometrele cu traductoare fotoelectrice sînt sensibile la vibrații și șocuri.

16.5.6. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE DE IMPULSURI

Torsiometrele cu traductoare de impulsuri folosesc traductoare a căror mărime de ieșire este faza semnalului, furnizînd două succesiuni de impulsuri, al căror decalaj este proporțional cu momentul de torsiune aplicat. Blocul electronic de măsurare al torsiometrului este un fazmetru, care poate fi cu indicație analogică sau cu indicație numerică.

Semnalele furnizate de traductoarele de impulsuri conțin informația nu numai asupra momentului de torsiune (defazajul) dar și asupra turației (frecvența impulsurilor). Aceasta dă posibilitatea, ca printr-o prelucrare relativ simplă a acestor semnale, să se poată determina și puterea transmisă prin arbore, parametru important la măsurările de cuplu.

În continuare se vor descrie principalele tipuri de traductoare de impulsuri, precum și blocurile electronice pentru prelucrarea semnalelor furnizate de acestea.

Diferitele traductoare torsiometrice de impulsuri, indiferent de principiul lor de funcționare (inductiv, fotoelectric etc.) nu necesită prezența unor colectoare cu contacte pentru a realiza legătura între traductorul în mișcare și aparatura fixă pentru prelucrarea semnalelor furnizate.

O particularitate a acestor traductoare este că nu pot fi utilizate decît pentru măsurarea cuplului arborilor aflați în mișcare de rotație (impulsurile nu sînt furnizate de traductor decît atunci cînd acesta se află în mișcare de rotație); această caracteristică a traductoarelor complică operația de etalonare, nefiind posibilă o simplă etalonare statică.

Cele mai răspîndite traductoare cu impulsuri sînt traductoarele de inducție. Un traductor torsiometric de inducție de construcție foarte simplă constă din două roți dințate de oțel, plasate în două secțiuni diferite ale axului, în dreptul fiecăruia găsindu-se cîte un magnet permanent și o bobină, avînd circuitul magnetic deschis și astfel dispus, ca trecerea dinților roților să provoace o variație de reluctanță. În timpul rotirii axului se obțin două succesiuni de impulsuri, între care există un anumit defazaj, variabil cu unghiul de răsucire al porțiunii de arbore cuprins între cele două roți dințate. În figura 16.49 este prezentat schematic principiul de lucru al unui astfel de traductor.

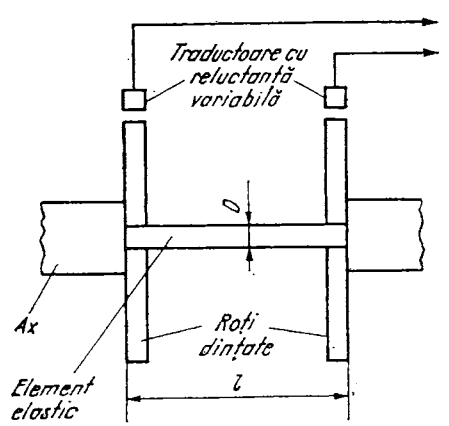


Fig. 16.49. Traductor de cuplu cu impulsuri.

Dacă turația axului traductorului este n (rot/min), și roțile dințate ale

acestuia au cîte N dinţi, frecvenţa de repetiţie a impulsurilor produse de traductor va fi

$$f = \frac{nN}{60} \quad \text{(Hz)} \tag{16.39}$$

Cînd axul traductorului supus momentului de torsiune aplicat M, este torsionat cu un unghi θ, între cele două succesiuni de impulsuri furnizate de traductor apare un defazaj φ

$$\varphi = N \cdot \theta \tag{16.40}$$

Rezultă că pentru a avea o sensibilitate bună este indicat să se ia un număr de dinţi cît mai mare, menţinînd însă unghiul φ_{max} în limitele de măsurare ale fazmetrului.

Semnalele pe care le furnizează traductorul torsiometric de inducţie pot fi afectate de următoarele erori:

● eroarea de neliniaritate elastică, datorită faptului că dependenţa dintre unghiul de răsucire θ şi momentul de torsiune M aplicat axului nu este perfect liniară;

● eroarea cinematică, provocată de jocurile în rulmenţi şi bătăile determinate de impreciziile de prelucrare, care se manifestă printr-o modulaţie parazită de amplitudine a impulsurilor generate de traductor. Această eroare poate fi micşorată foarte mult, prin realizarea unor construcţii cu simetrie circulară, semnalul de ieşire reprezentînd în acest caz rezultatul unei integrări dealungul circumferinţei. O posibilitate de obţinere a acestui efect de mediere constă în înlocuirea celor două traductoare cu reluctanţa variabilă cu două piese concentrice cu roţile dinţate şi prevăzute pe partea lor interioară cu acelaşi număr de dinţi N ca acestea.

O variantă a traductorului torsiometric cu inducţie a cărui principiu a fost prezentat în figura 16.49, utilizează în locul roţilor dinţate discuri cu înregistrare magnetică, în locul traductoarelor cu reluctanţă variabilă utilizîndu-se simple capete magnetice.

Utilizarea discului înregistrat magnetic, fiind echivalentă cu folosirea unei roţi cu un număr foarte mare de dinţi a unui traductor de inducţie obişnuit, devine avantajoasă pentru măsurători în domeniul frecvenţelor joase. Înregistrarea magnetică a impulsurilor poate fi realizată nu numai pe discuri, ci şi pe bandă magnetică.

Pe lîngă traductoarele de inducţie, se mai folosesc traductoare fotoelectrice şi traductoare cu generatoare Hall.

Prelucrarea semnalului furnizat de traductoarele de impulsuri poate fi realizată de diferite circuite de măsurare analogică a fazei, cum ar fi detectoarele sensibile la fază, circuitele de coincidenţă etc. În prealabil semnalul dat de traductor este normalizat, fiind transformat în impulsuri de formă dreptunghiulară, de amplitudine constantă şi cu fronturi cît mai bune. Cel mai des, torsiometrele cu traductoare de impulsuri şi indicaţie analogică utilizează pentru măsurarea fazei, schema de fazmetru cu circuit basculant bistabil.

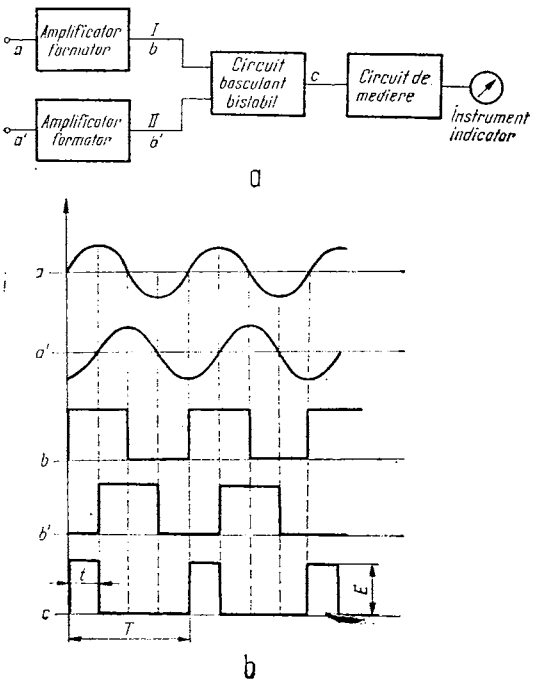


Fig. 16.50. Torsiometru analogic:
a — schema bloc; *b* — forme de semnal.

În figura 16.50 este prezentată schema bloc al acestui torsiometru. Semnalele, al căror defazaj trebuie măsurat, sînt aplicate la intrările unor circuite amplificatoare-formatoare (realizate de obicei cu etaje amplificatoare și circuite basculante). Circuitul basculant bistabil este de tipul cu două intrări: pe intrarea „start" sînt aplicate impulsurile de pe canalul I, iar pe intrarea „stop" se aplică impulsurile de pe canalul II.

Se poate observa că la ieșirea circuitului basculant bistabil se obțin impulsuri, avînd aceeași perioadă T cu semnalul aplicat la intrare și a căror durată t este egală tocmai cu decalajul semnalelor aplicate pe cele două canale. Valoarea medie a semnalului furnizat de circuitul basculant bistabil este

$$V_{med} = \frac{t}{T} E = K\varphi \qquad (16.41)$$

în care E este amplitudinea constantă a impulsurilor;
φ — defazajul semnalelor aplicate;
K — coeficient constant.

Pentru a evita ca circuitul basculant bistabil să fie pus în situația de a trebui să lucreze cu rezoluție foarte ridicată (cazul în care t este foarte mic, impulsurile de „start" și „stop" fiind aproape simultane), pentru cuplul $M = 0$ defazajul între semnalele aplicate la intrarea celor două canale este ales de aproximativ 180°. Această decalare cu o jumătate din perioada de repetiție se poate realiza de exemplu prin reglajul inițial al traductorului. Circuitul basculant bistabil va lucra cu un coeficient de umplere de aproximativ 0,5, care se mărește sau se micșorează în funcție de valoarea momentului de măsurat.

Valoarea medie a potențialului la ieșirea circuitului basculant bistabil în absența momentului de torsiune se compensează cu un potențial continuu ajustabil, care realizează reglajul de zero electric al aparatului. Aparatul poate astfel decela și sensul momentului, funcție de polaritatea semnalului obținut.

Precizia măsurării momentului de torsiune depinde de precizia reproducerii intervalelor de timp t și T, constanța saltului de tensiune E a circuitului basculant bistabil și de forma cît mai riguros dreptunghiulară a acestuia.

Pe baza principiului descris s-au realizat torsiometre cu precizia de 0,5%.

Un dezavantaj principal al acestui tip de torsiometru este determinat de necesitatea medierii semnalului furnizat de circuitul basculant bistabil, ceea ce limitează utilizarea sa doar pentru regim staţionar sau regim lent variabil.

O posibilitate pentru măsurarea digitală a fazei semnalului furnizat de traductoarele torsiometrice de inducţie — şi deci a momentului de torsiune — este prezentată schematic în figura 16.51.

Semnalele de la traductorul torsiometric de impulsuri sînt aplicate la intrările celor două canale formatoare. La ieşirea circuitului poartă se obţin impulsuri de durată t, egală cu decalajul în timp al semnalelor aplicate.

La intrarea d a circuitului formator se aplică impulsurile obţinute de la un traductor tahometric, avînd un factor mare de multiplicare K faţă de frecvenţa semnalului furnizat de traductorul torsiometric. Acest traductor tahometric poate fi un traductor independent de traductorul torsiometric, sau poate fi inclus chiar în traductorul de torsiune, realizîndu-se astfel o construcţie mai compactă.

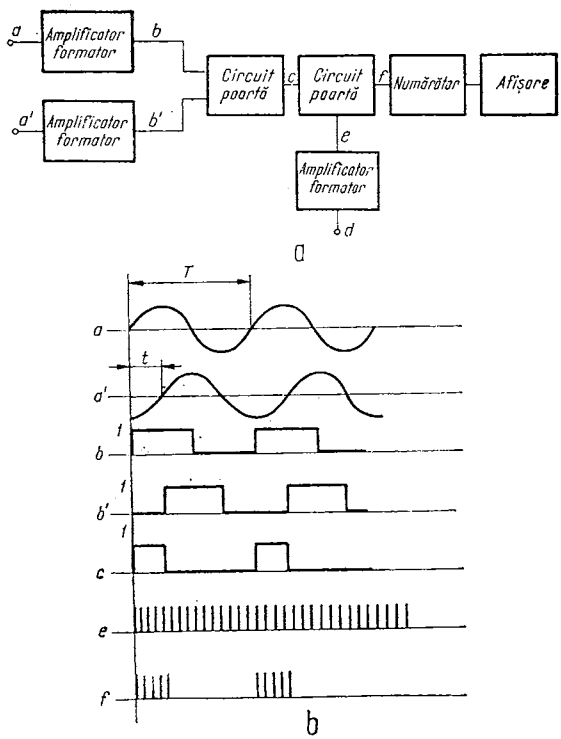


Fig. 16.51. Torsiometru digital:
a — schema bloc; *b* — forme de semnal.

Circuitul poartă permite trecerea impulsurilor de la ieşirea circuitului formator, numai în intervalul de timp t. Numărul de impulsuri n, numărat şi apoi afişat va fi:

$$n = \frac{t}{T'} \tag{16.42}$$

în care: t este declajul între semnalele aplicate la intrare;
T' — perioada semnalului dat de traductorul tahometric.

Întrucît

$$T' = \frac{T}{K} \tag{16.43}$$

rezultă

$$n = K\frac{t}{T} = K'\varphi = K''M. \tag{16.44}$$

Deci indicația este proporțională cu defazajul, respectiv cu momentul de torsiune. Valoarea factorului de multiplicare K se alege astfel ca aparatul să măsoare direct în unități de cuplu.

Se folosesc și alte scheme de torsiometre electronice, bazate pe măsurarea defazajului. Aceste scheme nu diferă, în principiu, de fazmetrele digitale de diferite tipuri.

Precizia de măsurare nu este influențată de valoarea vitezei de rotație a arborelui și este posibilă indicarea valorii momentane a cuplului.

16.5.7. ALTE TIPURI DE TORSIOMETRE

Un principiu de măsurare simplu pentru măsurarea momentului de torsiune este bazat pe utilizarea tehnicii stroboscopice.

În cele două extremități ale axului de torsiune se află două scări vernier. La aplicarea unui cuplu, cele două scări vernier vor fi deplasate, cu un unghi proporțional cu valoarea momentului de torsiune. Citirea acestei indicații se face iluminînd axul cu impulsuri luminoase date de un stroboscop, avînd frecvența egală cu frecvența de rotație a axului. Este o metodă de măsură foarte simplă și care nu necesită utilizarea de colectoare pentru asigurarea contactului cu obiectul în mișcare, însă precizia de măsurare este redusă.

În literatură sînt descrise diferite alte metode și aparate utilizate pentru măsurarea cuplului cum ar fi de exemplu folosirea unor traductoare acustice cu coardă vibrantă, convertirea momentului de torsiune în deplasare axială, utilizarea laserului etc.

16.5.8. MĂSURAREA PUTERII MECANICE

Aducînd mici modificări în schemele de măsurare a momentului de torsiune, se poate realiza cu destulă ușurință și măsurarea puterii mecanice. Exemplele următoare ilustrează modul de măsurare a puterii mecanice utilizînd diferite tipuri de torsiometre.

O posibilitate simplă de măsurare a puterii mecanice, în cazul în care se măsoară cuplul cu traductoare tensometrice, constă în alimentarea punții de traductoare cu tensiunea furnizată de un tahogenerator. Tensiunea de dezechilibru a punții va fi în acest caz proporțională cu produsul dintre cuplu și turație, deci cu puterea mecanică.

Altă posibilitate constă în măsurarea separată a momentului de torsiune și a turației și efectuarea ulterioară a produsului celor două mărimi (figura 16.52). Alimentarea punții cu traductoare tensometrice se realizează fără colectoare de contact, cu ajutorul unor transformatoare rotative. Tensiunea indusă este redresată și utilizată la alimentarea punții de traductoare și a celorlalte circuite care se află pe rotor. Semnalul de la ieșirea punții este transformat de un convertor tensiune-frecvență în impulsuri modulate în frecvență. Acestea sînt transmise către partea fixă a aparaturii de măsurare printr-un cuplaj capacitiv fără contacte. Sistemul lucrează pe principiul modulației

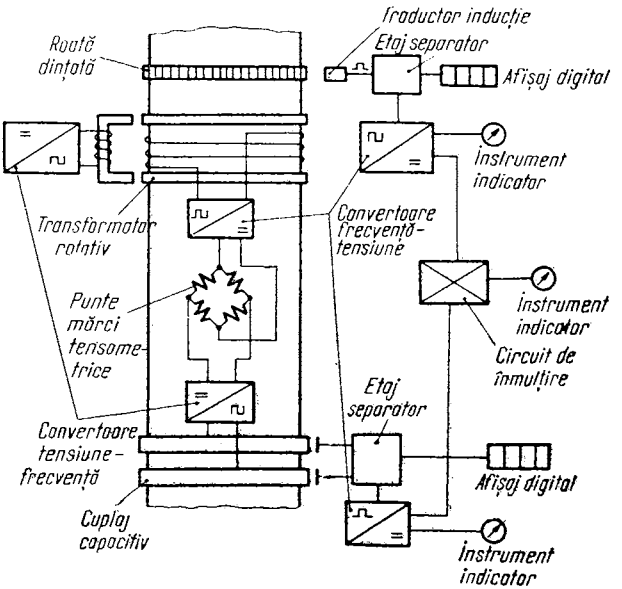


Fig. 16.52. Aparat pentru măsurarea puterii mecanice.

de frecvenţă care a fost descris deja la măsurarea momentului de torsiune. Convertorul frecvenţă-tensiune generează o tensiune proporţională cu cuplul măsurat. Indicarea se face analogic sau direct digital. Pe axul traductorului torsiometric se află şi roata dinţată a unui traductor tahometric de inducţie (cu reluctanţă variabilă). Turaţia este afişată digital sau analogic.

Pentru măsurarea puterii, semnalele date de cele două convertoare se aplică unui circuit de înmulţire, puterea fiind indicată de un instrument, ca produsul acestor mărimi.

Un alt sistem de măsurare digitală a puterii mecanice, lucrează după principiul prezentat în figura 16.53.

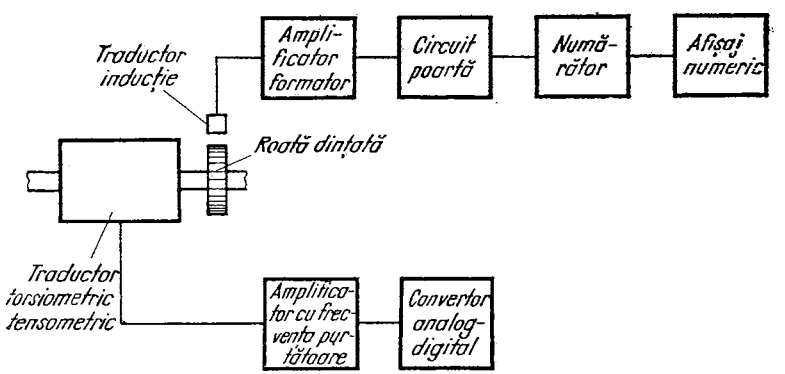


Fig. 16.53. Aparat digital pentru măsurarea puterii mecanice.

Pentru măsurarea momentului de torsiune se utilizează o cuplă torsiometrică tensometrică fără inele colectoare și un amplificator cu frecvență purtătoare. Turația se măsoară cu un traductor tahometric realizat cu o roată dințată și un traductor de inducție.

Pentru măsurarea digitală a puterii mecanice, timpul în care circuitul poartă lasă să treacă la numărător impulsurile date de traductorul tahometric, este proporțional cu momentul. În acest fel indicația numărătorului este proporțională cu produsul dintre moment și turație, deci cu puterea.

Proporționalitatea timpului de poartă cu valoarea momentului este asigurată de un convertor analog-digital, conectat la ieșirea amplificatorului.

În cazul traductoarelor cu impulsuri, întrucît informația asupra turației este conținută deja în frecvența semnalului furnizat de traductoare, măsurarea puterii mecanice se poate realiza relativ simplu.

O metodă de măsurare a puterii mecanice utilizează ca traductoare două tahogeneratoare de c.a., montate la o oarecare distanță pe arbore, astfel ca tensiunile produse să fie în fază cînd arborele nu este torsionat. Dacă între secțiunile în care sînt montate tahogeneratoarele apare un unghi de răsucire θ, cele două tensiuni vor fi defazate cu unghiul φ. Cele două tensiuni, care au aceeași amplitudine V, se aplică în opoziție, obținîndu-se tensiunea de diferență

$$\Delta V = 2V \sin \frac{\varphi}{2} \tag{16.45}$$

Pentru valori mici ale unghiului φ se obține

$$\Delta V \simeq V\varphi = KMn = K'P \tag{16.46}$$

în care: M, n, P sînt momentul, turația și respectiv puterea mecanică.

Măsurarea digitală a puterii mecanice se poate realiza și prin modificarea schemei descrise în figura 16.51, conform figurii 16.54.

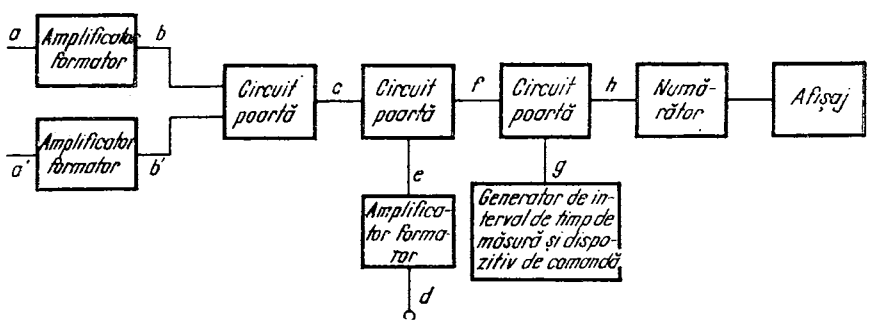


Fig. 16.54. Modificarea schemei din figura 16.51 pentru măsurarea puterii mecanice.

La intrările a și a' se aplică semnalul de la traductorul torsiometric de impulsuri, iar la intrarea d impulsurile de la traductorul tahometric. Formele de semnal în punctele $a - f$ sînt aceleași ca cele din figura 16.51 b. Deosebirea între scheme constă în faptul că de această dată nu se afișează numărul de

impulsuri n, dintr-un pachet de durată t, ci numărarea impulsurilor are loc într-un timp $T_{măs}$, dat de generatorul de interval de timp, în care se numără impulsurile care sînt lăsate să treacă de circuitul poartă. Indicația va fi

$$n' = n \frac{T_{măs}}{T} \tag{16.47}$$

în care: $T_{măs}$ este durata de măsurare;
T — perioada semnalului dat de traductorul torsiometric.
Înlocuind pe n se obține

$$n' = K''M \frac{T_{măs}}{T} = K'''M\omega = K'''P \tag{16.48}$$

în care: ω este viteza unghiulară;
P — puterea mecanică;
K'', K''' — coeficienți constanți.

Alegînd în mod corespunzător valoarea constantelor se poate obține direct afișarea rezultatului în unități de putere.

16.6. MĂSURAREA PRESIUNII

Pentru măsurarea presiunii se folosesc în prezent numeroase tipuri de aparate, bazate pe diferite principii. O mare parte din aceste aparate sînt mecanice; altele sînt electronice sau combinate (cu părți mecanice și părți electronice). Principalele tipuri de aparate pentru măsurarea presiunii pot fi împărțite în trei categorii: pentru măsurarea vacuumului, presiunilor medii și presiunilor mari.

Pentru măsurarea vacuumului se folosesc:

- traductoare cu ionizare (cu catod cald, cu catod rece, cu radiații);
- traductoare termice (cu termocuplu, cu termopile, cu termorezistor);
- aparate mecanice (manometre Mac Leod, capacitive etc.).

Pentru măsurarea presiunilor medii (și a vacuumului) se folosesc:

- traductoare cu diafragmă;
- traductoare cu burduf;
- traductoare cu tub Bourdon;
- manometre cu lichid;
- traductoare electrotensometrice;
- traductoare inductive;
- traductoare capacitive;
- traductoare piezoelectrice.

Pentru măsurarea presiunilor mari se folosesc:

- manometre cu piston și greutăți;

- traductoare cu element elastic speciale;
- traductoare cu manganină.

În cele ce urmează vor fi prezentate numai acele mijloace de măsurare a presiunii care utilizează dispozitive electronice.

16.6.1. VACUUMMETRE

Vacuummetrele sînt aparate pentru măsurarea presiunilor mici și foarte mici (măsurarea vacuumului) în comparație cu presiunea atmosferică. Gama de măsurare a vacuumetrelor se întinde de la 10^{-9} la 10^{5}Pa (aprox. 10^{-11} ... ... 10^{3} mm Hg), adică începînd de la presiunea urmelor de gaz pînă la presiuni apropiate de cea atmosferică.

Traductoare de vacuum cu ionizare

Sînt singurele mijloace de detectare a vidului înaintat. Diferitele sisteme pot fi clasificate după metoda folosită pentru generarea electronilor, al căror număr este corelat cu presiunea absolută de măsurat. Cele mai cunoscute tipuri sînt:

- cu catod cald;
- cu catod rece;
- cu radiații.

Toate tipurile se bazează pe măsurarea curentului electric care rezultă în urma ionizării gazului a cărui presiune se măsoară. Pentru a obține ionizarea, trebuie îndepărtat un electron din molecula de gaz. Aceasta se realizează cedînd moleculei o energie corespunzătoare potențialului său de ionizare, de obicei între 5 ... 30 eV. Dacă această energie este cedată în mod constant în timp (la o putere constantă), curentul ionic va fi constant și proporțional cu presiunea gazului.

Principiul de funcționare al traductorului de vacuum cu catod cald rezultă din figura 16.55. Electronii emiși de catodul cald sînt accelerați de grilă și ciocnind moleculele de gaz, dau naștere la ioni pozitivi. Aceștia sînt atrași de colectorul polarizat negativ și formează un curent ionic, proporțional cu

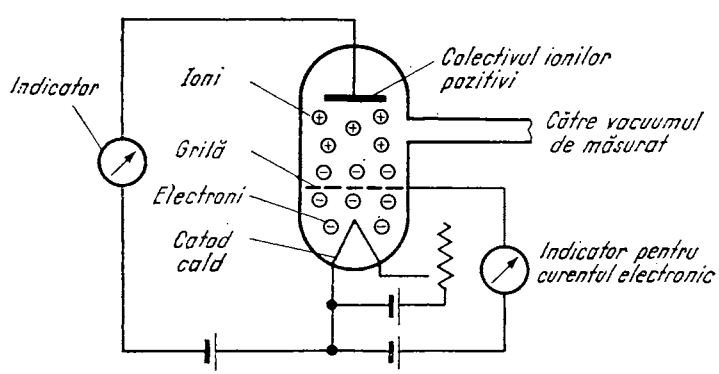


Fig. 16.55. Traductor de vacuum cu catod cald.

presiunea gazului, dacă aceasta nu depășește 10^{-3} mm Hg (la presiuni mai mari relația curent-presiune devine neliniară din cauza scurtării drumului liber mediu).

Precizia sistemului este de cca 10% la o presiune de 10^{-5} mm Hg. Presiunile detectabile sînt între 10^{-11} ... 10^{-3} mm Hg, iar sensibilitatea de ordinul 100 $\mu A/10^{-6}$ mm Hg. Aparatul trebuie prevăzut cu un dispozitiv de protecție, care să deconecteze alimentarea catodului la presiuni peste 10^{-3} mm Hg.

Traductorul cu catod cald este cel mai răspîndit mijloc de măsurare a vacuumului înaintat. Utilizarea sa este însă limitată la gaze care nu descompun catodul cald.

Traductoarele cu catod rece diferă de cele cu catod cald prin aceea că electronii sînt produși prin acțiunea unui cîmp electric intens. Pentru a mări sensibilitatea dispozitivului, se aplică și un cîmp magnetic care forțează electronii să se deplaseze în spirală, lungind astfel traiectoria lor și crescînd probabilitatea ciocnirilor cu moleculele gazului. În acest fel, sensibilitatea este de cîteva zeci de ori mai mare decît la traductoarele cu catod cald. Gama de vacuum detectabil este de 10^{-7} ... 10^{-2} mm Hg, iar precizia este de cca 20%.

La traductoarele cu radiații, ionizarea gazului este produsă prin bombardament cu particule alfa. De aceea, dispozitivul este cunoscut și sub denumirea de alfatron. Sensibilitatea sistemului este cu mult inferioară celor cu emisie electronică. Gama de măsurare este de la 10^{-4} mm Hg pînă la presiunea atmosferică.

Pentru măsurarea vacuumului foarte înaintat, pînă la 10^{-14} mm Hg, se folosesc uneori spectrometre de masă. Costul acestor aparate este însă prohibitiv pentru măsurări de rutină.

Traductoare termice de vacuum

Se bazează pe dependența conductivității termice a gazelor de presiunea lor. Dacă un element încălzitor, acționat la putere constantă, este plasat în gazul a cărei presiune se măsoară, temperatura sa va fi funcție de presiunea gazului. După sesizorul de temperatură folosit, se deosebesc sisteme cu termocuplu și sisteme cu termorezistor. În general, presiunea măsurabilă este limitată inferior la cca 10^{-3} mm Hg.

În figura 16.56 este schițat un traductor de vacuum cu termocuplu. Filamentul încălzitor este încălzit prin trecerea unui curent continuu sau alternativ constant. Un termocuplu sudat la centrul filamentului permite măsurarea temperaturii acestuia, care scade o dată cu creșterea presiunii gazului. Temperatura filamentului este limitată la cca +200°C pentru a preîntîmpina descompunerea sau depunerea de pelicule. Se prevăd de obicei compensări pentru variația temperaturii ambiante, prin utilizarea unei a doua celule martor, bine vidată. Precizia măsurării este

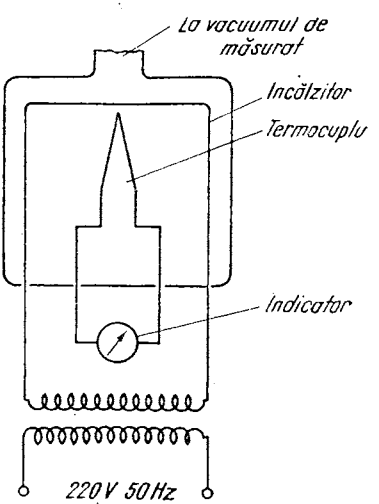


Fig. 16.56. Traductor de vacuum cu termocuplu.

între 2 ... 10%, funcție de instrumentul folosit pentru măsurarea tensiunii termoelectromotoare.

Pentru mărirea sensibilității, se conectează în serie mai multe termocupluri; unul dintre acestea, fără contact cu încălzitorul conectat în opoziție cu celelalte, este folosit pentru compensarea variațiilor temperaturii

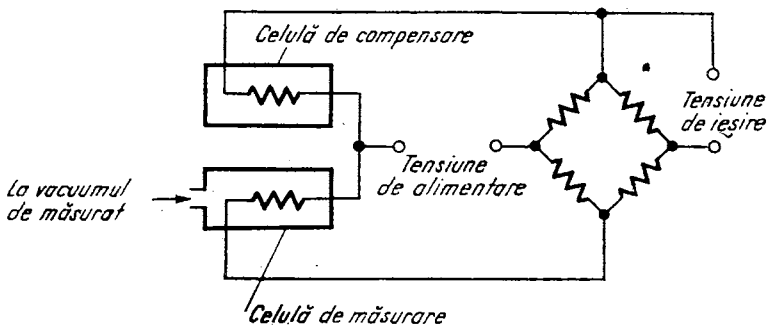


Fig. 16.57. Traductor de vacuum cu termorezistor (traductor Pirani).

ambiante. Acest sistem permite reducerea temperaturii încălzitorului, micșorînd efectele de contaminare.

Traductorul de vacuum cu termorezistor, cunoscut și ca traductor tip Pirani, folosește același gen de fir încălzitor ca și cel precedent, dar detectează presiunea prin variația rezistenței încălzitorului însuși. Un al doilea încălzitor, identic cu primul, dar închis într-o celulă vidată, servește pentru compensarea variațiilor temperaturii ambiante. Cele două încălzitoare sînt incluse într-o punte Wheatstone neechilibrată, care furnizează o tensiune de ieșire funcție de variația rezistenței filamentului activ, deci funcție de presiunea de măsurat (figura 16.57). Particularitățile și performanțele acestui traductor sînt similare celor ale traductoarelor cu termocuplu.

16.6.2. MANOVACUUMMETRE

Manovacuummetrele sînt aparate care servesc în general la măsurarea presiunilor cu valori în jurul presiunii atmosferice-sub sau peste aceasta—pînă la valori de ordinul 10^8 Pa (1 000 atmosfere) sau uneori și mai mari. Dintre manovacuummetrele electronice, cele mai răspîndite sînt tipurile care folosesc traductoare tensometrice, inductive, capacitive și piezoelectrice.

Traductoare de presiune tensometrice. Principiul acestor traductoare este asemănător celui al traductoarelor de forță tensometrice. Două, patru sau mai multe traductoare tensometrice sînt montate pe un element elastic care convertește presiunea de măsurat într-o deformație; această deformație se măsoară cu ajutorul traductoarelor tensometrice. Elementul elastic poate fi o membrană, burduf, tub Bourdon (pentru presiuni medii) sau tub metalic (pentru presiuni mari).

În figura 16.58 este schițat principiul unui traductor de presiune cu elemente tensometrice (fire) libere (nelipite). Presiunea de măsurat acționează o membrană, a cărei deplasare produce deformarea unui element elastic. Cele două pachete de fire rezistive sînt supuse la eforturi de sensuri contrare (com-

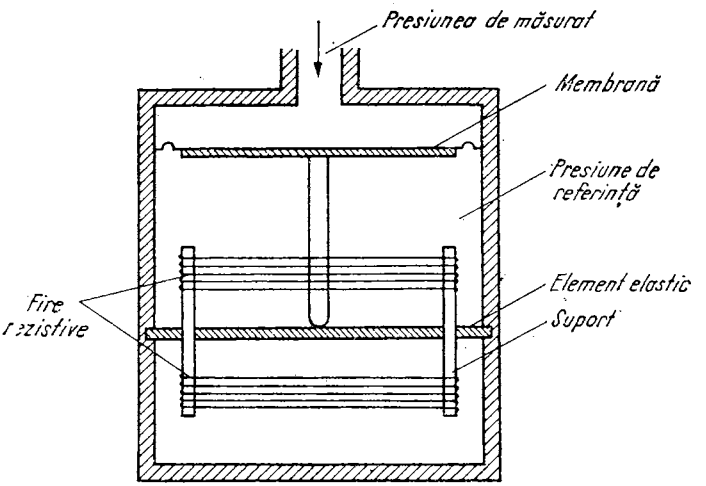


Fig. 16.58. Traductor de presiune cu elemente tensometrice libere.

presiune, respectiv tracțiune); introduse într-o punte Wheatstone, produc dezechilibrarea acesteia în funcție de presiunea aplicată.

Mai răspîndite sînt traductoarele de presiune cu elemente tensometrice lipite (mărci tensometrice). Figura 16.59 reprezintă două variante de asemenea traductoare, avînd ca element elastic o membrană (fig. 16.59 *a*) respectiv

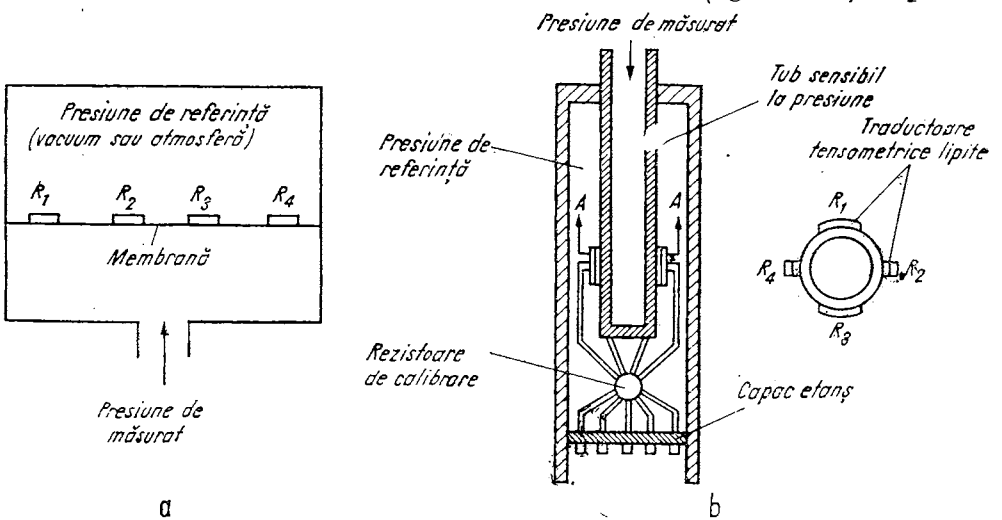


Fig. 16.59. Traductoare de presiune cu elemente tensometrice lipite:
a — avînd ca element elastic o membrană; *b* — avînd ca element elastic un corp cilindric.

un corp cilindric (fig. 16.59 *b*). Traductoarele tensometrice sînt lipite direct pe elementele elastice și formează o punte Wheatstone. Deoarece eforturile aplicate celor patru traductoare nu sînt egale, puntea se dezechilibrează sub acțiunea presiunii de măsurat.

Traductoarele de presiune tensometrice au performanțe în general foarte bune. Cu ajutorul lor se pot măsura presiuni în interval larg de valori, între

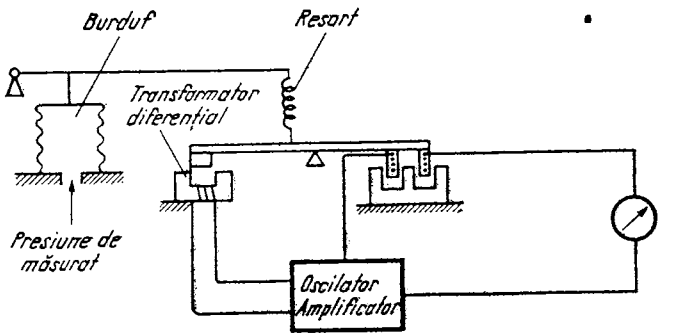


Fig. 16.60. Măsurarea presiunii folosind un traductor inductiv.

10^2 și 10^{10} Pa (0,001 ... 100 000 atmosfere), cu precizii care ajung la 0,2% sau 0,5%. Unele din tipurile fabricate curent pot lucra la temperaturi pînă la 350°C. Pot fi utilizate și pentru măsurări dinamice, pentru telemăsurări etc.

Traductoare de presiune inductive. Acestea folosesc traductoare intermediare de deplasare, de tip inductiv, pentru determinarea deplasării unui punct al elementului elastic care preia presiunea de măsurat. Traductorul intermediar poate fi de tip cu transformator diferențial, cu reluctanță variabilă etc. În figura 16.60 este dat un exemplu de aranjament pentru măsurarea presiunii pe această cale. Traductorul primar, de tip cu burduf, acționează printr-o pîrghie traductorul intermediar, cu transformator diferențial, inclus într-un circuit de alimentare în c.a.

Proprietățile acestor aparate sînt similare cu ale celor care folosesc traductoare tensometrice, precizia este însă mai scăzută (1 ... 2%).

Traductoare de presiune capacitive. Principiul acestor traductoare este bazat pe variația capacității care rezultă în urma deplasării unui element elastic, de obicei o membrană, expusă pe o parte presiunii de măsurat iar pe cealaltă parte unei presiuni de referință. Sistemul din figura 16.61 folosește un traductor capacitiv diferențial, alimentat în înaltă frecvență și inclus într-o punte. Intervalul de măsurare ajunge la 10^2 ... 10^8 Pa (0,001 ... 1 000 atmosfere), iar precizia la 0,1 ... 0,2%. Răspunsul este liniar și poate fi compensat ușor la variațiile temperaturii ambiante.

Alte sisteme folosesc traductoare capacitive simple, a căror variație de capacitate este convertită în variație de tensiune sau de frecvență.

Traductoare de presiune piezoelectrice. Sînt similare traductoarelor de forță piezoelectrice. Se pot folosi la măsurarea presiunilor pînă la ordinul

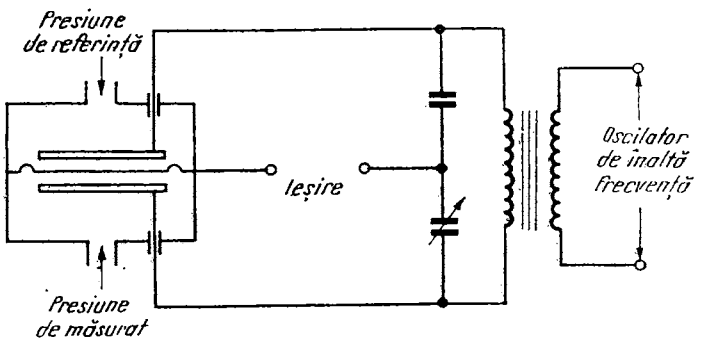


Fig. 16.61. Traductor de presiune capacitiv.

$10^7 P_a$ (100 atmosfere), cu precizii de 0,5 ... 2%. Sînt utilizate în special la ridicarea caracteristicilor motoarelor cu ardere internă, avînd proprietăți foarte bune la măsurările dinamice.

16.6.3. MANOMETRE PENTRU PRESIUNI MARI

Tipul reprezentativ de manometru electronic pentru presiuni foarte mari este cel care folosește efectul variației rezistenței electrice a unor aliaje cu presiunea. Cel mai des se folosește în acest scop manganina, a cărei rezistență variază cu aproximativ 2,3 ... $2{,}5 \cdot 10^{-6}$ pentru fiecare atmosferă. Manganina are avantajul că prezintă variații foarte mici ale rezistivității cu temperatura, ceea ce simplifică utilizarea traductoarelor cu manganină la temperaturi mari.

Practic, traductorul de presiune cu manganină se prezintă de obicei sub forma unei construcții diferențiale, cu două bobine din fir de manganină, una supusă presiunii de măsurat și cealaltă unei presiuni de referință. Măsurarea se face cu ajutorul unei punți Wheatstone, în care două brațe adiacente sînt constituite de cele două bobine de manganină. Se pot obține precizii pînă la 0,1%, la măsurarea presiunilor pînă la 10^9 Pa (10 000 atmosfere).

16.7 MĂSURAREA DEBITULUI

Debitul este cantitatea de fluid scursă în unitatea de timp.

Se definește debitul de volum

$$Q_v = \frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = \frac{d \cdot A \cdot l}{\mathrm{d}t} = A \frac{\mathrm{d}l}{\mathrm{d}t} = A \cdot v \tag{16.49}$$

proporțional cu viteza v a fluidului și secțiunea A a conductei, și debitul de masă

$$Q_m = \frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}(\rho V)}{\mathrm{d}t} = \rho \cdot Q_v. \tag{16.50}$$

Măsurarea debitului de volum se reduce la măsurarea vitezei de scurgere a fluidului printr-o secțiune cunoscută, în timp ce măsurarea debitului de masă implică și cunoașterea densității ρ care este, ca și viteza, funcție de temperatură.

În general viteza de scurgere se măsoară direct—prin traducerea în diverse moduri—a variației parametrului viteză într-o variație a unui semnal electric, în timp ce debitul masic se calculează din datele de debit de volum și densitate, în ultima vreme, acest calcul fiind efectuat în calculatoare „on line".

Mai rar sînt întîlnite debitmetrele ce măsoară debitul de masă direct. Acestea utilizează traductoare care, în principiu, măsoară momentul de mișcare imprimat fluidului.

În schimb, pentru măsurarea debitului volumic, respectiv a vitezei de curgere s-au imaginat numeroase metode care acoperă multe din situațiile posibile: debite foarte mari sau foarte mici, medii corozive, curgere turbulentă, lichide vîscoase etc. și se oferă posibilități de a măsura cu precizie dorită în funcție de complexitatea metodei adoptate.

Procedeele de măsurare sînt:

perturbatoare, care modifică regimul de curgere;

- luînd energie de la fluid, pentru mișcarea unor organe de măsură (debitmetrele cu plutitor, cu turbină);
- deformînd traiectoria lichidului prin utilizarea unor obstacole (diafragme, tub Venturi) ce creează o diferență de presiune;

neperturbatoare, care nu iau energie de la fluid și care sînt de tip:

- magnetic;
- ultrasonor;
- radioactiv;
- termic.

Alegerea metodei de măsurare și respectiv a aparatului adecvat unei anumite situații depinde de performanțele dorite: precizie, plajă de măsurare, mod de afișare a rezultatului, stabilitate pe termen lung precum și de condițiile de măsurare: natura fluidului, posibilitatea instalării traductoarelor, necesitatea întreținerii lor, felul curgerii etc.

16.7.1. DEBITMETRE ELECTROMAGNETICE

Principiul debitmetrelor electromagnetice se bazează pe legea inducției electromagnetice prin mișcare: într-un conductor care se mișcă liniar cu viteza v într-un cîmp magnetic de inducție B se induce, între două puncte la distanța $D/2$ pe o direcție perpendiculară pe planul format de direcția vitezei și a cîmpului, o t.e.m. V a cărei mărime este:

$$V = BvD \tag{16.51}$$

Fluidul joacă rolul conductorului (fig. 16.62).

Conducta de diametru D prin care curge fluidul delimitează distanța între cele două puncte între care se creează diferența de potențial V.

Cîmpul magnetic se obține cu ajutorul unui electromagnet străbătut de un curent I.

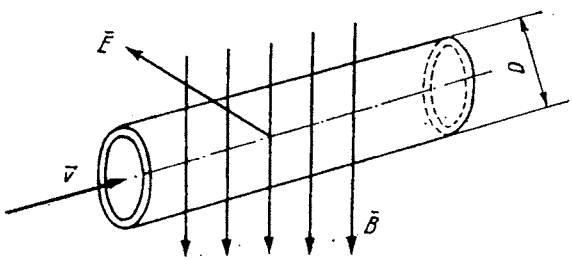


Fig. 16.62. Principiul debitmetrelor electromagnetice.

Debitul volumic Q_v este:

$$Q_v = \frac{dV}{dt} = A\frac{dS}{dt} = Av. \tag{16.52}$$

Cum $A = \frac{\pi D^2}{4}$, $Q_v = \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{V}{BD} = \frac{\pi DV}{4B}$. (16.53)

Deci diferența de potențial V este direct proporțională cu debitul Q_v.

Măsurarea directă, în cîmp magnetic continuu, nu dă rezultate satisfăcătoare datorită faptului că în afara tensiunii continue utile mai intervin o serie de tensiuni parazite (de exemplu datorită polarizării electrozilor, sau nesimetriei lor) de același ordin de mărime.

O cale de a elimina acest neajuns este utilizarea cîmpurilor magnetice variabile, sinusoidale. În acest caz însă, în afară de tensiunea utilă, se obține — din însuși principiul de lucru — o tensiune de aceeași frecvență dar defazată cu 90°. Această componentă trebuie eliminată prin circuite adecvate (detectoare sensibile la fază), destul de complicate. Dacă A este aria secțiunii, B inducția magnetică și e t.e.m. indusă, iar $v = \frac{1}{D}\frac{dA}{dt}$

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}; \quad \Phi = A \cdot B_m \sin \omega t \tag{16.54}$$

$$e = -A \cdot \omega B_m \cos \omega t + D \cdot B \sin \omega t \cdot v \tag{16.55}$$

în care primul termen este componenta defazată la 90°, care trebuie eliminată, iar al doilea termen este componenta utilă.

Un exemplu de astfel de aparat cu cîmp magnetic sinusoidal este debitmetrul electromagnetic fabricat de IEA.

O altă metodă, considerată mai avantajoasă, este aceea cu cîmp magnetic intermitent sau cu polaritatea inversată periodic.

Printr-o măsurare diferențială, perturbația datorită tensiunilor de asimetrie este astfel eliminată. Măsurarea se face în modul următor: se măsoară, cu cîmpul magnetic conectat

$$v_1 = V_{nesim} + V_{util}. \tag{16.56}$$

La deconectarea cîmpului magnetic, pentru un timp de pauză se măsoară:

$$v_2 = V_{nesim}. \tag{16.57}$$

Se introduce v_2 într-un circuit de memorie și se aplică electrozilor pentru compensare, pe timpul de măsurare cu cîmpul magnetic.

În acest fel, practic tensiunile de asimetrie sînt anulate, în măsura în care valoarea lor nu variază în intervalul dintre o măsurare cu cîmp și una fără cîmp. Alegîndu-se o frecvență a comutării suficient de ridicată în comparație cu viteza (lentă) de variație în timp a acestor tensiuni, se asigură o precizie foarte bună a metodei.

De obicei se utilizează un cîmp cu variație în timp dreptunghiulară, comutat periodic nu între B și 0 ci între $+B$ și $-B$, pentru mărirea sensibilității. De asemenea, tensiunea nu este măsurată decît pe un interval de timp din interiorul perioadei de aplicare a cîmpului, pentru a se evita orice perturbații apărute la comutare datorită variației rapide a cîmpului magnetic; pe un timp scurt — corespunzător comutării — intrarea amplificatorului este scurt-circuitată.

16.7.2. DEBITMETRE CU ULTRASUNETE

Se bazează pe modificarea vitezei de propagare a sunetului într-un fluid în mișcare datorită vitezei proprii de deplasare a fluidului. Fie:

c — viteza sunetului în fluidul static;

v — viteza fluidului;

$c \pm v$ — viteza modificată a sunetului.

Timpul de propagare a sunetului între două sonde emițătoare și receptoare aflate la distanța l este

$$t_1 = \frac{l}{c + v} \quad \text{cînd } v \text{ și } c \text{ au același sens și} \tag{16.58}$$

$$t_2 = \frac{l}{c - v} \quad \text{cînd } v \text{ și } c \text{ au sensuri opuse.} \tag{16.59}$$

Pentru a se micșora cît mai mult erorile datorate variației lui c (de exemplu cu temperatura) se pot utiliza două sonde lucrînd succesiv ca emițătoare și receptoare.

Informația de viteză rezultă dintr-o măsurare a diferenței de timp:

$$T = t_2 - t_1 = \frac{l}{c} \frac{2\frac{v}{c}}{1 - \left(\frac{v}{c}\right)^2} \approx \frac{2l}{c^2} v. \tag{16.60}$$

Această măsurare se poate face fie prin efectuarea directă a diferenței de timp de propagare, fie prin măsurarea defazajului semnalelor sinusoidale recepționate.

Măsurarea diferenței de timp de propagare se poate face în diverse moduri. De exemplu, utilizînd două perechi de sonde, așezate în aval și amonte, se comandă, pe fiecare canal emiterea impulsurilor imediat după recepționarea lor, astfel că frecvența impulsurilor va fi $f_1 = (c + v)/l$ pe un lanț și $f_2 = (c - v)/l$ pe celălalt.

Prin mixarea celor două semnale se obțin bătăi de frecvență $F = 2\,v/l$. Frecvența bătăilor este însă scăzută, de ordinul hertzilor și prin urmare timpul de măsurare este mare iar precizia relativ scăzută,

Un procedeu similar, care utilizează un singur cuplu de sonde lucrînd alternativ, numără impulsurile într-un sens și compară numărul obținut cu numărul păstrat în memorie, din sensul opus pe aceeași perioadă de timp. Diferența este proporțională cu debitul. Și aici, măsurarea trebuie făcută un timp mai îndelungat pentru o precizie mai mare — însă din nou poate interveni o variație a vitezei sunetului cu temperatura care să influențeze rezultatul.

În scopul unei cît mai mari rapidități se poate face măsurarea directă de timp de propagare între fronturile impulsurilor recepționate, cînd ambele sonde lucrează în același timp ca emițătoare și receptoare (fig. 16.63).

Sincronizatorul S comandă emiterea semnalelor ultrasonore de către E_1 și E_2 precum și amplificatorul A, care blochează formatoarele $A_1 - A_2$ pe timpul emisiei.

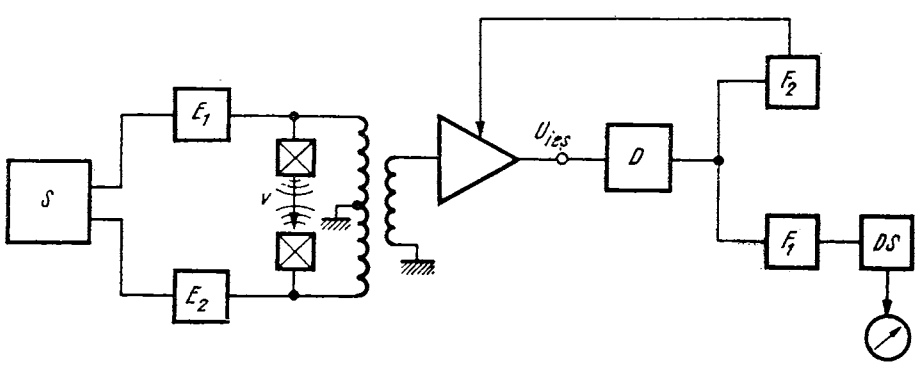


Fig. 16.63. Debitmetru cu ultrasunete:

S — sincronizator; E_1, E_2 — emițătoare; A_1, A_2 — receptoare; A — amplificator; M — dispozitiv de măsurare; FTS — filtru trece-sus; DS — detector sincron.

Astfel prin A_1 și A_2 trec numai impulsurile recepționate, iar diferența de timp dintre ele va fi

$$T \cong 2\frac{1}{c^2}v \tag{16.61}$$

proporțională cu debitul.

Această diferență se măsoară cu dispozitivul de măsurare M care este de obicei o poartă la al cărei „start" și „stop" din cele două direcții vin impulsurile recepționate.

Prin introducerea unui dispozitiv de comutare (C) a sondelor se obține o tensiune modulată, care trecută printr-un filtru trece sus și un detector sincron (DS) dă la ieșire o tensiune neafectată de derivele amplificatoarelor.

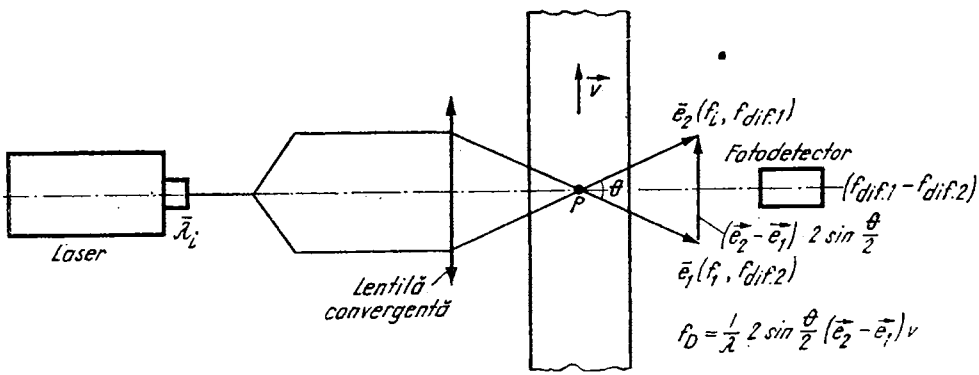


Fig. 16.64. Principiul unui debitmetru cu laser.

Un alt procedeu pentru determinarea debitului cu ultrasunete constă în măsurarea defazajului semnalelor recepționate. Aceasta se poate face cu ajutorul unui transformator diferențial, în care se mixează cele două semnale recepționate; cînd $v = 0$, semnalele sînt în antifază iar în secundar nu apare tensiune. Semnalul indus în secundar depinde de defazajul celor două semnale recepționate în sensul de curgere și în sensul contrar. Amplitudinea acestui semnal este legată sinusoidal de mărimea debitului.

Această metodă se caracterizează prin ușurința montării sondelor (direct pe conductă), sensibilitate (pînă la viteze de 1 mm/s în canale de diametru 10 mm cu o frecvență purtătoare de 5 MHz), și precizie (cca 1%) care se menține în timp.

16.7.3. DEBITMETRE CU LASER

Acest tip de debitmetru se utilizează la curgerile turbulente pentru determinarea profilului de viteze, fiind posibilă determinarea vitezei într-un punct pe o axă, într-un plan, sau în spațiu.

Prezintă avantajul unei absolute neperturbări a curgerii, deci sensibilitate bună pînă la viteze foarte mici.

Lumina monocromatică de λ_i bine convergentă pentru a fixa un anumit punct al conductei, este difuzată de particula P ce trece cu o viteză v prin acel punct cu un unghi θ, iar frecvența undei difuzate este frecvența Doppler

$$f_{dif} = f_i + \frac{1}{\lambda_i}(\vec{e}_{dif} - \vec{e}_i)\vec{v}. \qquad (16.62)$$

Dacă printr-o heterodinare optică se mixează pe un fotodetector f_i și f_{dif} se obține o frecvență de bătăi

$$f_3 = f_{dif} - f_i = \frac{1}{\lambda_i}(\vec{e}_{dif} - \vec{e}_i)\vec{v} = 2\frac{1}{\lambda_i}\sin\frac{\theta}{2}v \cdot \tag{16.63}$$

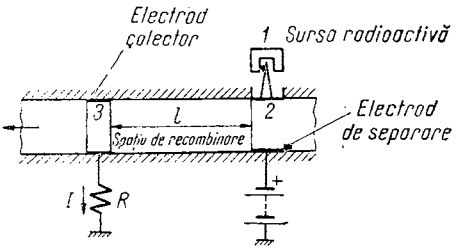


Fig. 16.65. Măsurarea vitezei unui gaz prin metoda recombinării ionice

Aparatura electronică de la ieșirea fotodetectorului măsoară această frecvență a bătăilor, proporțională cu viteza particulei (fig. 16.64).

Cu un asemenea aparat s-au putut măsura viteze între 0,1 mm/s și 10 m/s în opt game.

16.7.4. MĂSURAREA DEBITULUI GAZELOR CU METODE RADIOMETRICE

Sub acțiunea unei iradieri cu radiații α, β sau γ în gaz apar ioni. Aceștia se deplasează cu viteza gazului, numărul lor scăzînd în timp datorită fenomenului de recombinare. Curentul ionic detectat la o anumită distanță cunoscută, de sursa de iradiere este proporțional cu viteza de deplasare a gazului.

Într-adevăr, în afara spațiului iradierii legea de variație a numărului ionilor este:

$$\frac{dn}{dt} + \gamma n^2 = 0 \tag{16.64}$$

unde γ este coeficientul de recombinare care depinde și de natura gazului. Dacă la $t = 0$, $n = n_0$ (n_0 ioni inițial formați depind de activitatea sursei) soluția ecuației este:

$$n(t) = \frac{n_0}{1 + \gamma n_0 t} \cdot \tag{16.65}$$

Numărul de ioni rămas este $n_0 - n = n \cdot n_0 \cdot \gamma \cdot t$.

Cum $v = \frac{l}{t}$, rezultă pentru $n_0 \gg n$ relația liniară

$$v = l\gamma n \tag{16.66}$$

unde l este spațiul de recombinare, t timpul de parcurgere al lui de către particulele cu viteza v.

Deci avînd l, γ cunoscuți, din n (numărul ionilor la distanța l de sursă) se deduce v.

Măsurarea se face cu ajutorul unui dispozitiv de tipul celui din figura 16.65.

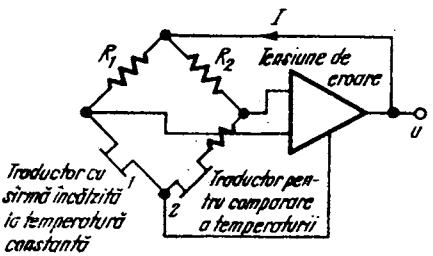


Fig. 16.66. Debitmetru termic cu fir cald: schemă cu temperatură constantă.

Ionii formați sub acțiunea sursei radioactive parcurge spațiul l, se recombină pe drum, iar numărul rămas n dă un curent pe rezistorul R egal cu

$$I = \frac{q}{t} = \frac{e \cdot n \cdot V}{t} = e \cdot n \cdot S \cdot v \tag{16.67}$$

unde e este sarcina electronului, n numărul ionilor rămași pe unitatea de volum, V volumul, S secțiunea conductei, v viteza gazului.

Cu această metodă s-au realizat precizii de cca 1,5%. Dazavantajul ei constă în dependența coeficientului de recombinare γ de felul gazului precum și în metoda de măsură în c.c.

O altă metodă radiometrică, care evită acest neajuns este aceea a măsurării timpului de trecere a unui nor ionic, format printr-o iradiere modulată, între doi detectori aflați la o distanță cunoscută.

Aici recombinarea nu intervine decît ca fenomen parazit și anume în faptul că amplitudinea semnalelor celor doi detectori va fi diferită, dar acest lucru nu influențează măsurarea, dacă semnalul cel mai mic este totuși suficient pentru a comanda circuitele de amplificare-formare. În acest caz eroarea de măsurare este de cca 3%.

16.7.5. DEBITMETRE TERMICE

Din această categorie fac parte anemometrele, larg utilizate pentru măsurarea debitului și vitezei fluidelor. Principiul lor de funcționare este următorul: un fir (sau o peliculă) rezistivă, sensibilă la temperatură, încălzit prin efect Joule și plasat într-un curent de fluid de temperatură mai joasă, este răcit și își variază rezistența electrică în funcție de viteza curentului fluid. Într-un mediu static de temperatură $T_a < T_s$ (T_s — tmperatura firului) căldura cedată mediului de fir este:

$$Q = \lambda A(T_s - T_a)/l (\text{cal/s}) \tag{16.68}$$

unde λ este conductibilitatea calorică;
A — suprafața de răcire;
l — lungimea.

Într-un mediu în mișcare cu viteza v căldura cedată pe unitatea de timp și unitatea de lungime de către un fir subțire de secțiune circulară așezat perpendicular pe direcția de curgere este

$$Q'' = \lambda(T_s - T_a)\left(1 + \sqrt{2\pi\rho g C_v d v/\lambda}\right) \tag{16.69}$$

unde ρ este densitatea fluidului;
C_v — căldura specifică la volum constant;
v — viteza;
λ — conductivitatea calorică;
g — accelerația gravitațională;
d — diametrul sîrmei.

La echilibru, $Q = Q''$ (căldura primită este egală cu cea degajată) și rezultă

$$I^2R = \frac{V^2}{R} = (T_s - T_a)(a + b\sqrt{v}) \tag{16.70}$$

ecuația cunoscută în literatură sub denumirea de legea lui King.

Informația asupra vitezei se poate deci obține fie menținînd R constant (deci temperatura constantă) și măsurînd variația curentului (principiul anemometrului cu temperatură constantă), fie menținînd I constant și măsurînd variația rezistenței (anemometrul cu curent constant).

În figura 16,66 este indicată o schemă de măsură cu temperatură constantă: traductorul 1 reprezintă elementul sensibil la viteză, adică un fir încălzit la o temperatură mai mare decît a fluidului. Cînd este răcit de fluid rezistența lui scade, puntea se dezechilibrează, semnalul de eroare este amplificat de amplificatorul de c.c. și apoi prin reacție negativă se modifică curentul prin punte pentru a o readuce la echilibru.

Variația curentului și respectiv a semnalului de ieșire a amplificatorului în funcție de viteză este de forma:

$$v^2 = v_0^2 + K\sqrt{v}. \tag{16.71}$$

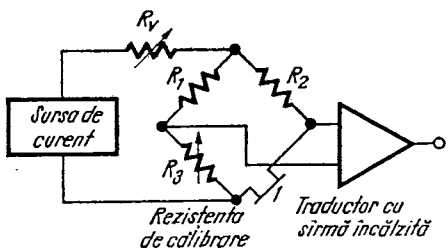


Fig. 16.67. Debitmetru termic cu fir cald: schemă cu curent constant.

În figura 16.67 este indicată schema de măsură cu curent constant. Traductorul 1 străbătut de un curent constant își modifică rezistența, iar semnalul de dezechilibru este proporțional cu $1/\sqrt{v} \cdot R_3$ este rezistența de calibrare la viteză nulă.

Traductoarele utilizate la anemometre se confecționează din sîrmă de platină, tungsten, iridiu, din peliculă metalică depusă pe substrat de cuarț sau ceramic, sau cu termistoare.

Se pot măsura viteze — în gaze — pînă la 0,5 cm/s iar în flux de apă pînă la cîțiva mm/s, cu o dinamică de 10 000 : 1 și precizie pînă la 0,1%.

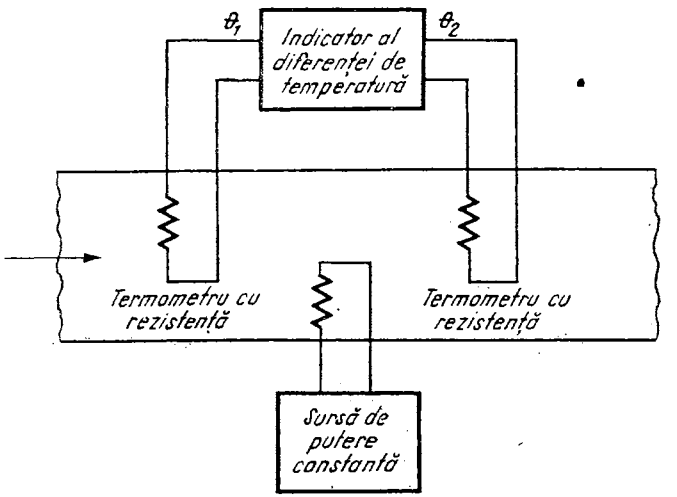


Fig. 16.68. Debitmetru termic de masă.

Pe lîngă termoanemometre, se folosesc și debitmetre termice de masă, la care debitul se deduce din măsurarea diferenței de temperatură a unui fluid înainte de a fi încălzit și după (fig. 16.68). Metoda are avantajul că este independentă de temperatură, presiune, densitate, vîscozitate.

Dezavantajul constă în puterea mare necesară sursei de încălzire, precum și faptul că încălzitorul se introduce direct în flux.

16.7.6. DEBITMETRE CU TRADUCTOARE DIGITALE

În vederea obținerii unor rezultate care să se preteze mai ușor la prelucrarea în continuare pe calculator sau la transmiterea — fără perturbații — la distanță, s-au conceput diferite tipuri de traductoare care convertesc direct debitul în frecvență.

Fenomenele fizice pe care se bazează aceste traductoare sînt:

- apariția unor oscilații de natură hidrodinamică ale însuși lichidului în mișcare;
- vibrația unui corp oscilant sub acțiunea curgerii lichidului;
- rotația unei turbine cu axa perpendiculară pe direcția de curgere.

Debitmetrele cu vîrtej

Acestea utilizează fenomenul de formare a unor vîrtejuri cînd fluidul întîlnește un corp cu fețe simetrice față de linia de curgere, dar neparalele cu ea. Frecvența acestor vîrtejuri depinde de viteza de curgere a fluidului.

Această frecvență poate fi sesizată cu traductoare de presiune sau debit, ca de exemplu termistoare încălzite care își variază rezistența în ritmul frecvenței de formare a vîrtejurilor.

Pentru o anumită geometrie a corpului așezat în calea lichidului există relația

$$S = \frac{fd}{v} = \text{ct} \tag{16.72}$$

unde:

S este teoretic o constantă la o anumită vîscozitate (număr al lui Reynolds);
d — diametrul conductei;
v — viteza fluidului;
f — frecvența vîrtejurilor.

Un debitmetru realizat pe acest principiu are următoarele performanțe: liniaritate 0,5%; dinamică 100 : 1; repetabilitate 0,1%.

Un alt fenomen de oscilație a lichidului cu o frecvență proporțională cu viteza de curgere este acela de precesie a vîrtejurilor. În calea fluidului se așează o piesă fixă în formă de elice, care imprimă fluidului o mișcare de rotație în jurul unui centru. Acest centru se deplasează pe o elicoidă cu o viteză unghiulară care este proporțională cu viteza fluidului.

Un termistor montat pe peretele tubului de măsurare își variază cu această frecvență rezistența (răcindu-se în ritmul trecerii vîrtejului peste el). Frecvența de variație a rezistenței reprezintă semnalul electric proporțional cu debitul.

Un astfel de debitmetru are: liniaritatea 1%; dinamica 100 : 1 și repetabilitatea 0,25%.

Debitmetre cu corp oscilant

Acționat pe muchii de curgerea fluidului despărțit în două canale rectilinii paralele, un corp execută o mișcare de pendulare în jurul unui ax cu o frecvență proporțională cu viteza fluxului

$$f = Sv\sqrt{\rho} \tag{16.73}$$

unde:

S este constantă depinzînd de geometria și momentul de inerție al vibratorului;
v — debitul de volum;
ρ — densitatea fluidului.

Oscilația este neamortizată, datorită faptului că energia pierdută prin frecare este recuperată de la fluid prin modul de acționare asupra celor două fețe ale corpului. Traductoarele pentru obținerea semnalului electric de frecvență proporțională cu viteza pot fi capacitive, optice sau inductive. Cele mai robuste s-au dovedit a fi cele inductive.

La un aparat de acest gen, frecvența de lucru variază între 5 ... 300 Hz, iar eroarea maximă este de 0,4%, independentă de vîscozitate pe domeniul 1 ... 100 cP.

Debitmetre cu turbină

Se utilizează în special în industria petrolului și pentru măsurarea debitului gazului metan, în general în medii necorosive deoarece implică mișcarea unor piese mecanice în mediul respectiv. Se bazează pe relația liniară care există între viteza de deplasare a unui fluid și turația unei turbine cu palete cu axul perpendicular pe direcția de curgere a fluidului.

Pentru măsurare, se efectuează numărarea rotațiilor turbinei folosind traductoare optice, inductive sau în lumină stroboscopică, obținîndu-se o valoare liniar dependentă de debitul de volum.

Cu debitmetrele cu turbină se pot măsura debite în intervalul 10^{-8} ... ... 10^{-3} m^3/s, (în mai multe game), cu o liniaritate de 0,15% la presiuni pînă la 10^8 Pa (1 000 atmosfere).

Numărul de turații poate fi convertit în frecvență (ceea ce este utilizat în mod curent) și rezultatul afișat numeric, dar poate fi dat și analogic utilizîndu-se generatoare tahometrice.

16.7.7. DEBITMETRE CU MĂSURAREA DIFERENȚEI DE PRESIUNE

Principiul pe care se bazează măsurarea este principiul lui Bernoulli conform căruia suma energiilor statică și dinamică (de presiune și de mișcare) în orice secțiune a conductei este constantă

$$\rho \cdot g \cdot h_1 + m \cdot v_1^2 = \rho \cdot g h_2 + m \cdot v_2^2 \tag{16.74}$$

unde: ρ este densitatea;
g — accelerația gravitației;
v_1, v_2 — vitezele în secțiunile 1 și 2 ale conductei.

Măsurînd manometric diferența de presiune creată prin introducerea unei strangulări în conductă, se determină o valoare proporțională cu pătratul debitului (respectiv vitezei).

Se demonstrează că

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{S_2}{S_1}\right)^2}} \sqrt{2g\,(p_1 - p_2)} \tag{16.75}$$

unde $p_1 - p_2$ este diferența de presiune creată de o variație a secțiunii de la S_1 (conductă) la S_2 (strangulare).

Strangularea se poate obține cu diafragmă, tuburi Venturi, tuburi Dall, etc.

Măsurarea diferenței de presiune se poate efectua și electronic, cu traductoare diferențiale de presiune montate pe pereții conductei și ai strangulării — cum ar fi traductoarele tensometrice.

16.7.8. DEBITMETRE CU CORP PLUTITOR (ROTAMETRE)

Într-un tub cilindric perpendicular pe direcția de curgere a fluidului, un corp plutitor se află în echilibru cînd forța de împingere datorită lichidului în mișcare compensează greutatea corpului.

Debitul de masă este proporțional cu deplasarea pe verticală a corpului plutitor. Această deplasare se poate măsura în diferite moduri: cu traductor de deplasare inductiv, optic sau prin convertirea în frecvență a deplasării.

În loc să se măsoare deplasarea unui corp plutitor se poate măsura însăși deplasarea lichidului.

16.8. MĂSURAREA VITEZELOR

Viteza unghiulară (turația) și viteza liniară sînt două mărimi a căror măsurare se poate face cu mijloace electrice de o mare diversitate, în funcție de precizia dorită precum și de particularitățile aplicației respective.

Aparatele pentru măsurarea vitezei unghiulare — tahometrele — sînt realizate într-o diversitate de tipuri, caracterizate fie de tipul traductorului utilizat, cu care se obține semnalul electric proporțional cu turația, fie de anumite particularități ale circuitului de prelucrare a acestui semnal sau a modului de afișare a rezultatului măsurătorii.

16.8.1. TAHOMETRE CU TRADUCTOR ELECTRODINAMIC

Traductoarele electrodinamice de turație, cunoscute sub numele de tahogeneratoare (sau generatoare tahometrice), sînt generatoare rotative de mică putere avînd o construcție specială, care furnizează o tensiune electrică a cărei valoare este proporțională cu turația. Se bazează pe principiul inducerii unei tensiuni electromotoare într-un conductor care se deplasează într-un cîmp magnetic.

Tahogeneratoarele pot fi de c.a. sau de c.c.

În figura 16.69 este prezentat modul de realizare a unui tahogenerator de c. a. El este compus dintr-un rotor, reprezentat de un magnet permanent cu mai multe perechi de poli (de obicei 1 ... 12) și un stator compus din tole magnetice cu piese polare spre interior, pe care sînt înfășurate bobinele indusului.

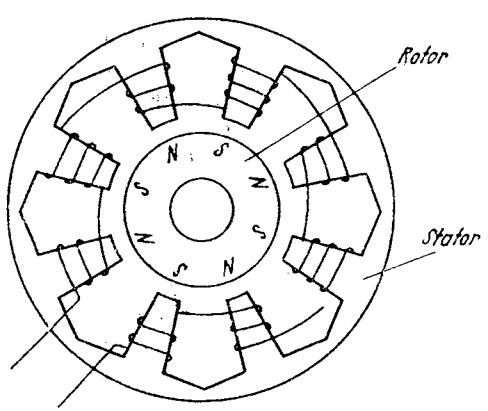


Fig. 16.69. Tahogenerator de curent alternativ.

Turația maximă este de aproximativ 5 000 rot/min, valoarea maximă a tensiunii care se obține la diferite tipuri de tahogeneratoare fiind între 10 V și cîteva sute de volți. Liniaritatea caracteristicii tensiune — viteză unghiulară este de 0,5 ... 4%.

Tahometrul realizat cu un tahogenerator de c.a. nu necesită prezența unui circuit electronic de prelucrare a semnalului, indicarea turației fiind realizată direct pe instrumente cu cadru mobil prevăzute cu dispozitive redresoare.

Tahometrul de c.c. este o micromașină cu colector, la care cîmpul de excitație este furnizat de un magnet permanent. Turația nominală este cuprinsă între 750 ... 2 000 rot/min, tensiunea obținută la diferite modele fiind între 5 V și 30 V. Liniaritatea caracteristicii tensiune — viteză unghiulară este de aprox. 1%.

Pentru măsurarea unor turații mai mari se pot folosi mecanisme reductoare. O caracteristică a tahogeneratoarelor de c.c. o reprezintă cuplul mic de pornire și de lucru și faptul că semnalul furnizat permite determinarea sensului de rotație. Turația măsurată este afișată pe instrumentul indicator cu cadru mobil, conectat direct la tahogeneratorul de c.c.

16.8.2. TAHOMETRE CU CURENȚI TURBIONARI

În figura 16.70 este prezentat schematic modul de realizare a unui tahometru cu curenți turbionari.

Tahometrul cu curenți turbionari constă dintr-un magnet permanent multipolar, pus în mișcare de arborele supus măsurării, și ale cărui linii de forță intersectînd un disc sau pahar metalic din cupru sau aluminiu induc tensiuni proporționale cu turația. Aceste tensiuni provoacă curenți turbionari care în interacțiune cu cîmpul magnetic produc un cuplu de torsiune proporțional cu turația:

$$M = K \frac{p \Phi^2 n}{\rho} \tag{16.76}$$

unde: K este o constantă dată de dimensiunile sistemului respectiv;
p — numărul de perechi de poli;
Φ — fluxul magnetic al unui pol;
n — turația care se măsoară;
ρ — rezistivitatea discului.

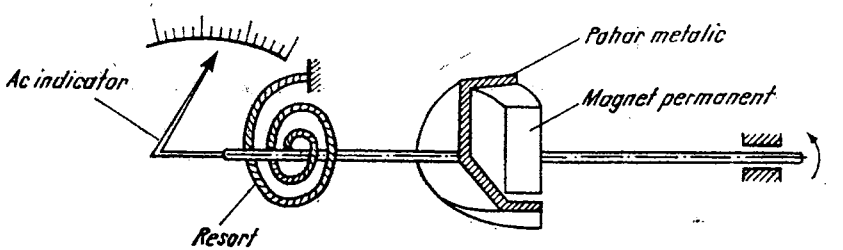


Fig. 16.70. Tahometru cu curenți turbionari.

Acest moment este echilibrat de momentul antagonist al unui resort:

$$M' = K'\varphi \tag{16.77}$$

de unde rezultă, pentru $M = M'$

$$\varphi = K''n. \tag{16.78}$$

Tahometrul cu curenți turbionari are un număr minim de piese în rotație, prezentînd o construcție simplă și robustă, utilă în multe aplicații. O utilizare largă a acestui tahometru o constituie folosirea sa ca vitezometru de bord pentru autovehicule, determinarea vitezei acestora fiind redusă la măsurarea unei turații. Acționarea magnetului permanent se face cu ajutorul unui arbore flexibil, care este cuplat la ieșirea din cutia de viteze, sau chiar la una din roți.

Tahometrele cu curenți turbionari se utilizează de obicei pentru domenii de măsurare cuprinse între 20 și 10 000 rot/min. S-au realizat și modele pentru turații mai mari. Asigurînd compensarea cu temperatura, s-au obținut precizii de 0,5 ... 1,5%. În lipsa compensării cu temperatura precizia obținută este de 1,5 ... 3%.

16.8.3. TAHOMETRE CU TRADUCTOARE CU IMPULSURI

Un neajuns comun al traductoarelor tahometrice descrise mai sus îl constituie faptul că montarea lor pe mașina a cărei turație se măsoară nu este întotdeauna posibilă. De asemenea, la mecanismele de mică putere ele nu pot fi folosite din cauza masei relativ mari a rotorului și a consumului de putere.

Din acest punct de vedere este avantajoasă utilizarea traductoarelor cu impulsuri. Aceste traductoare se pot realiza în diferite moduri, și prezintă în general o construcție simplă.

Traductoare cu contacte. O soluție foarte simplă constă în folosirea unui contactor rotativ, acționat de arborele a cărui turație se măsoară. Contactorul fiind conectat în serie cu o sursă de curent continuu, produce la fiecare rotație unul sau mai multe impulsuri.

La turație foarte mică sau foarte mare, se intercalează între arbore și contactorul rotativ un angrenaj adaptor de viteză.

Sînt superioare soluțiile care utilizează relee trestie, de fiabilitate foarte ridicată. La una din aceste construcții, cîmpul magnetic produs de un magnet permanent este perburbat de rotirea piesei din material feromagnetic, a cărei turație trebuie determinată, provocînd deschiderea contactelor releului. Domeniul de turații pentru care se realizează astfel de traductoare este de obicei 0 ... 40 000 rot/min.

Traductoare cu reluctanță variabilă. Principiul pe baza căruia este realizat acest tip de traductor este prezentat în figura 16.71. O roată dințată din material feromagnetic se rotește în fața miezului de fier pe care este bobinată o înfășurare. La trecerea dinților în dreptul miezului traductorului, are loc o modificare a reluctanței circuitului magnetic, ceea ce duce la o variație

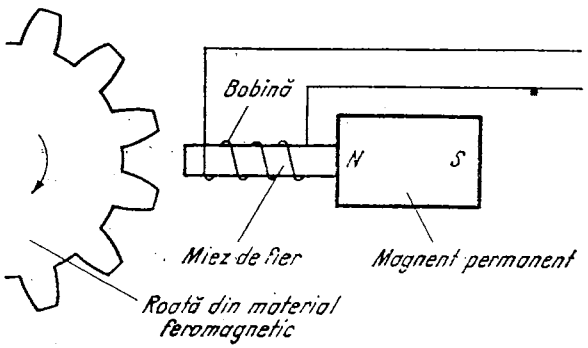


Fig. 16.71. Tahometru cu reluctanță variabilă

a fluxului magnetic produs de magnetul permanent. Conform legii inducției, tensiunea indusă în bobină este proporțională cu viteza de variație a fluxului magnetic, deci proporțională cu viteza de rotație de măsurat.

Frecvența semnalului furnizat de traductorul cu reluctanță variabilă este dată de relația

$$f = \frac{n \cdot p}{60} \tag{16.79}$$

unde: f este frecvența semnalului la ieșirea traductorului, în Hz;
n — viteza de rotație a roții dințate, în rot/min;
p — numărul de dinți ai roții dințate.

În foarte multe cazuri, roata dințată este o roată de angrenare a mașinii a cărei turație se măsoară. Rezultate satisfăcătoare se obțin folosind anumite schimbări regulate în profilul unei piese în rotație (știft, cap de șurub etc.).

Unele firme oferă, ca accesoriu suplimentar, diferite roți dințate (avînd între 15 și 240 de dinți) și de diferite sisteme constructive (unitare, din două jumătăți, etc...) care se pot monta pe axul a cărei turație urmează a fi măsurată, în cazul în care nu este accesibilă o roată dințată a angrenajului.

Traductoare ferostatice (cu magnetorezistență). Au o construcție asemănătoare cu traductorul de impulsuri cu reluctanță variabilă, eliminînd însă inconvenientul dependenței amplitudinii semnalului furnizat de valoarea vitezei de rotație. Principiul de realizare al acestor traductoare este prezentat în figura 16.72.

Traductorul necesită o sursă de alimentare în c.c. (de exemplu 12 V) și deoarece utilizează un magnetorezistor a cărui rezistență este dependentă de fluxul magnetic, semnalul U_g la ieșire va depinde numai de valoarea flu-

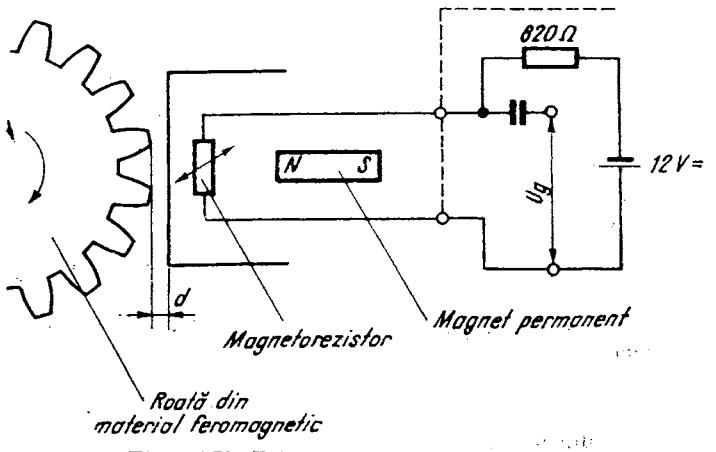


Fig. 16.72. Tahometru cu magnetorezistor.

xului magnetic și nu de viteza sa de variație. La trecerea roții dințate în dreptul traductorului se obține un semnal a cărui frecvență este dată de relația (16.79).

Valoarea tensiunii depinde de distanța dintre traductor și roata dințată, de dimensiunile dinților, de temperatura ambiantă și de parametrii circuitului de polarizare.

Traductoare cu disc înregistrat magnetic. Principiul este asemănător cu al traductorului cu reluctanță variabilă, însă în locul roții dințate se utilizează un disc acoperit cu o depunere inelară de substanță feromagnetică pe care la intervale egale s-au înregistrat magnetic semnale. Sistemul de traductor este înlocuit cu un simplu cap magnetic de citire în care se induce semnalul de ieșire.

Utilizarea discului cu impulsuri înregistrate magnetic este echivalentă cu folosirea unei roți cu un număr foarte mare de dinți; rezultă un avantaj în special în domeniul frecvențelor joase.

Traductoare fotoelectrice. Principiul de funcționare a unui traductor fotoelectric cu întreruperea fluxului luminos rezultă din schița prezentată în figura 16.73. Lumina emisă de lampa electrică este proiectată de sistemul optic — constînd din lentile — asupra fotodetectorului. Între lentile este montat, pe axul a cărui turație se măsoară, un disc prevăzut cu un orificiu, care la fiecare rotație permite, pentru un interval scurt de timp, trecerea razelor luminoase. Detectorul va da cîte un impuls la fiecare rotație a discului. Detectorul conține un fototranzistor (sau o fotodiodă), o sursă de alimentare și eventual un etaj amplificator.

În figura 16.74 este prezentat principiul de funcționare al traductorului fotoelectric cu reflexie: în loc de a întrerupe raza luminoasă, aceasta este reflectată în mod discontinuu, dacă pe partea înnegrită a arborelui se aplică o fîșie îngustă lucioasă sau viceversa, pe porțiunea lucioasă a arborelui se aplică un semn negru.

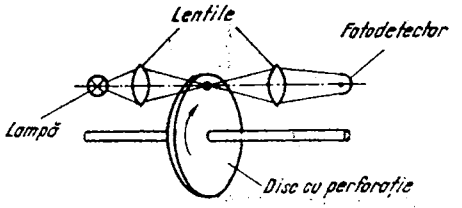


Fig. 16.73. Traductor fotoelectric pentru tahometru.

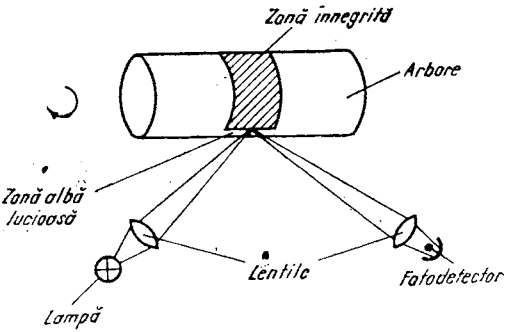


Fig. 16.74. Traductor fotoelectric cu reflexie.

Folosind un disc cu mai multe orificii, sau aplicînd pe arbore un număr mare de repere, traductorul fotoelectric permite realizarea unui număr foarte mare de impulsuri la fiecare rotație (unele modele de traductoare furnizează 600 impulsuri la fiecare rotație a axului), fiind recomandat pentru următoarele două situații:

- măsurarea vitezelor de rotație foarte joase;
- măsurarea digitală a vitezei de rotație, cu precizie cît mai mare și într-un timp de măsură acceptabil.

Traductorul fotoelectric prezintă și marele avantaj că nu încarcă arborele a cărui turație se măsoară.

Traductoare folosind scînteile motoarelor cu ardere internă. Sînt utilizate la măsurarea turației motoarelor cu ardere internă cu aprindere prin scîntei. Principiul de funcționare este bazat pe acela al transformatorului de curent tip clește, forma constructivă cea mai potrivită pentru a asigura o conectare cît mai simplă și facilă la motor (fig. 16.75): un miez de ferită (format din două jumătăți reprezentînd fălcile cleștelui) este conectat în jurul cablului de bujie (care reprezintă circuitul primar); circuitul secundar este format din

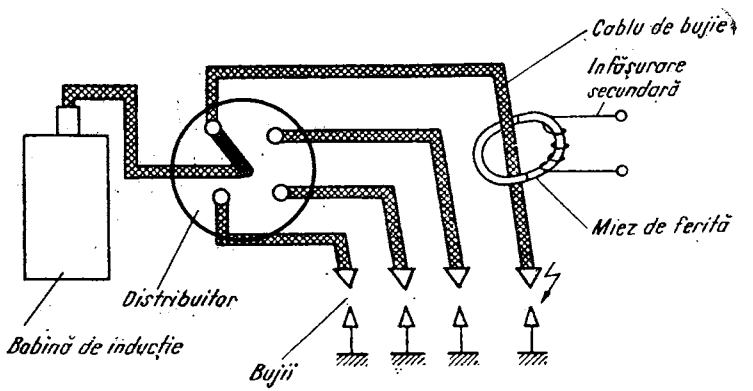


Fig. 16.75. Traductor tahometric folosind scînteile unui motor cu ardere internă.

înfășurarea (de cîteva zeci de spire) bobinată pe miez. La fiecare scînteie care apare pe bujia la care este conectat traductorul în secundar apare un impuls foarte scurt care servește la comanda tahometrului. Frecvența semnalului dat de traductor, în cazul conectării cleștelui traductor la cablul fișei centrale a distribuitorului, este dată de relația

$$f = az\frac{n}{60} \tag{16.80}$$

în care: f este frecvența semnalului furnizat de traductor, în Hz;
n — turația motorului în rot/min;
z — numărul de cilindri;
a — un coeficient avînd valoarea 0,5 la motoarele în 4 timpi și 1 la motoarele în 2 timpi.

În afară de forma constructivă de clește se mai întîlnesc traductoare realizate sub forma unui mic transformator, al cărui circuit primar (de obicei avînd o singură spiră) trebuie înseriat cu cablul dintre distribuitor și bujii, sau dintre distribuitor și bobina de inducție.

Traductoare inductive. Utilizează un oscilator electronic, în apropierea bobinei căruia se rotește o piesă metalică dințată, producînd o perturbare a cîmpului magnetic. O parte din energia oscilatorului este disipată sub formă de căldură, datorită apariției curenților Foucault în piesa metalică. Prezența acestui fenomen se manifestă prin creșterea pierderilor în bobina oscilatorului — adică o amortizare suplimentară a bobinei — ceea ce duce la dispariția oscilațiilor. Această schimbare a stării oscilatorului se traduce prin schimbarea nivelului semnalului furnizat de etajul de ieșire al traductorului.

Traductorul generează astfel impulsuri a căror frecvență este proporțională cu turația piesei metalice.

Un avantaj al acestui tip de traductor este că nivelul semnalului furnizat la ieșire este independent de viteza de rotație a roții dințate.

Diferite tipuri de astfel de traductoare pot fi utilizate pînă la o frecvență maximă a obiectului în mișcare de 3 kHz.

S-au conceput și circuite integrate speciale destinate realizării traductoarelor inductive. Un astfel de circuit este de exemplu TCA 475, produs de firma Sescosem, compus dintr-un oscilator și un etaj de ieșire care are și rolul de a detecta prezența oscilațiilor.

În figura 16.76 este reprezentat traductorul inductiv realizat cu circuitul integrat TCA 475. Traductorul este simplu și miezul bobinei poate fi realizat în diferite forme constructive (miez U etc.) corespunzător cu forma și dimensiunile piesei metalice cu care va lucra.

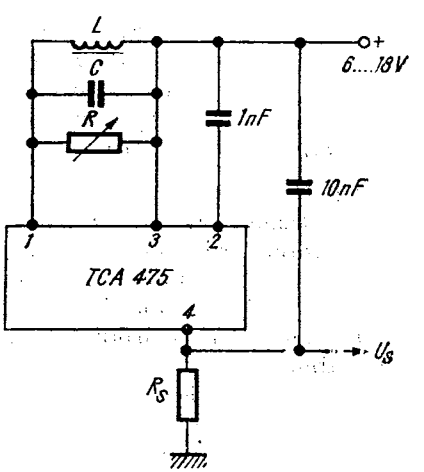


Fig. 16.76. Traductor tahometric inductiv realizat cu circuit integrat tip TCA 475.

16.8.4. CIRCUITE DE MĂSURARE PENTRU TRADUCTOARE CU IMPULSURI

Traductoarele cu impulsuri furnizează succesiuni de impulsuri a căror frecvență de repetiție este proporțională cu turația. Rolul circuitului de măsurare este de a obține un semnal proporțional cu frecvența impulsurilor. Structura acestor circuite este determinată de modul de afișare a rezultatului măsurării (analogic sau numeric), determinînd însăși metoda de măsurare a turației: analogică sau digitală.

Circuite de măsurare analogică. Circuitul de măsurare trebuie să furnizeze un curent a cărui valoare este proporțională cu frecvența de repetiție a impulsurilor, curent indicat de instrumentul magnetoelectric. Această funcțiune este realizată de un convertor frecvență — curent. Unele convertoare frecvență — curent au forma unor blocuri care urmează a fi conectate la diferitele tipuri de traductoare sau de instrumente indicatoare, alegîndu-le în mod corespunzător, după domeniile de frecvență și de curent potrivite cu aplicația respectivă. O variantă simplificată de convertor furnizează la ieșire nu direct un curent continuu, ci niște impulsuri de curent, a căror valoare medie, proporțională cu frecvența semnalului, este indicată de instrument.

În majoritatea aparatelor analogice pentru măsurarea turației utilizînd traductoare cu impulsuri se folosesc, în principal, două metode pentru a obține un curent proporțional cu frecvența.

În prima metodă se generează un semnal normalizat ca amplitudine și durată, avînd frecvența egală cu cea a semnalului de intrare și a cărui valoare medie este indicată de instrument

$$I_{med} = K \frac{t_0}{T} V = Kt_0 \cdot V \cdot f = K_1 \cdot f = K_2 \cdot n \qquad (16.81)$$

în care:

I_{med} este curentul mediu prin instrument;
t_0 — durata impulsurilor;
T, f — perioada respectiv frecventa impulsurilor aplicate la intrarea circuitului;
n — turația de măsurat;
K, K_1, K_2 — constante.

Rezultă că pentru realizarea unei caracteristici liniare $I_{med} = f(n)$ este necesară asigurarea unei valori constante a amplitudinii tensiunii V și a duratei impulsurilor t_0. De obicei se realizează independența indicației măsurării frecvenței semnalului față de amplitudinea sa, prin limitarea semnalului cu ajutorul diodelor Zener.

Obținerea impulsurilor de durată t_0 este realizată cu circuite basculante monostabile, utilizîndu-se deseori circuite integrate.

În cea de a doua metodă se măsoară valoarea medie a curentului de încărcare (sau de descărcare) a unui condensator căruia i se aplică impulsuri de tensiune de amplitudine constantă și frecvență egală cu frecvența semnalului dat de traductor. În acest caz nu mai apare o dependență directă a indicației față de durata impulsului, deci menținerea constantă a duratei

impulsului nu mai reprezintă o cerință de bază, ceea ce este avantajos. În schimb și aici trebuie asigurată menținerea constantă a amplitudinii impulsurilor.

Aparatele pentru măsurarea analogică a turației realizate după cele două metode au o eroare care în cazul cel mai bun poate fi 0,5%, iar pe domenii mai restrînse de turație 0,2%. La această eroare se adaugă eroarea instrumentului indicator (care nu este mai mică de 0,5%).

Folosind o schemă concepută în mod corespunzător, unele tahometre analogice permit nu numai măsurarea turației ci și precizarea sensului.

Circuite de măsurare digitală. Măsurarea digitală a turației reprezintă o aplicație particulară a măsurării digitale a frecvenței, constînd în numărarea într-un anumit interval de timp a impulsurilor furnizate de traductor și afișarea numerică a rezultatelor. Spre deosebire de măsurarea frecvenței, unde rezultatul măsurării reprezintă numărul de cicli pe secundă, la măsurarea turației este utilă prezentarea rezultatului în rotații pe minut. O soluție simplă o reprezintă utilizarea unui traductor de impulsuri care produce 60 de impulsuri la fiecare rotație a axului, conectat la intrarea unui frecvențmetru digital avînd intervalul de timp de numărare de 1 s.

În afară de indicarea turației măsurate, unele tahometre digitale pot realiza, fără a se complica mult schema, și alte funcțiuni foarte utile pentru sistemele de control a unor procese industriale, și anume:

- măsurarea raportului a două turații;
- măsurarea alunecării (reprezentarea procentuală a diferenței între o turație și turația de referință raportată la turația de referință).

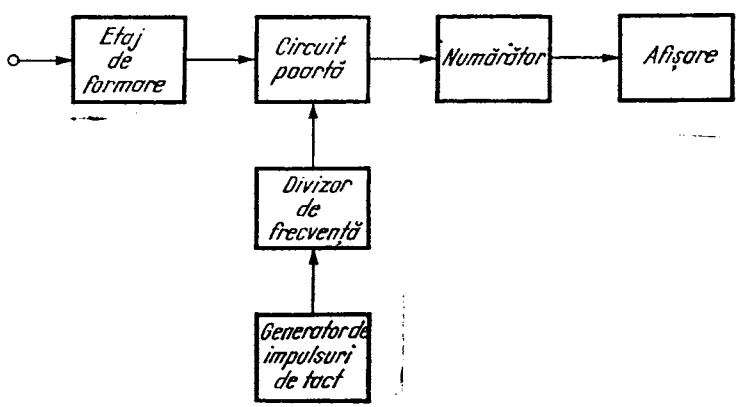


Fig. 16.77. Tahometru digital.

Tahometrele digitale uzuale sînt realizate asemănător cu frecvențmetrele digitale, intervalul de timp de măsurare fiind ales corespunzător cu construcția traductorului de impulsuri utilizat și deci cu frecvența semnalului.

Schema bloc a unui astfel de tahometru digital este prezentată în figura 16.77. Impulsurile furnizate de traductor sînt formate de etajul formator

și aplicate circuitului poartă, care în intervalul de timp T_m permite transmiterea lor la numărător. Intervalul de timp de măsurare T_m se prestabilește cu ajutorul circuitului divizor de frecvență, pentru ca rezultatul măsurării să reprezinte turația în rot/min

$$T_m = \frac{6 \cdot 10^{\alpha}}{m} \tag{16.82}$$

în care m este factorul de multiplicare al traductorului (numărul de impulsuri dat la o rotație), reprezentat de numărul de dinți al roții dințate la traductorul de impulsuri cu reluctanță variabilă, numărul de orificii al discului la traductorul fotoelectric etc.

Valoarea exponentului α se alege ținînd cont de timpul de măsurare dorit și de numărul de cifre ale dispozitivului de afișare.

Unul din avantajele acestui circuit este că măsurarea se efectuează prin mediere, ceea ce face ca indicația să nu fie afectată de fluctuațiile turației arborelui supus măsurării.

Diverse alte scheme de tahometre digitale sînt concepute pentru măsurarea turațiilor joase, pentru măsurări în regim tranzitoriu, pentru măsurarea raportului a două turații, pentru măsurarea alunecării etc.

Măsurarea turațiilor joase se face în general folosind scheme similare celor de la frecvențmetrele digitale pentru frecvențe joase. De obicei se măsoară perioada semnalului furnizat de traductor și se convertește această mărime — direct digital sau prin prelucrare analogică intermediară — într-un număr ce reprezintă turația de măsurat. Se utilizează și alte artificii pentru micșorarea timpului de măsurare.

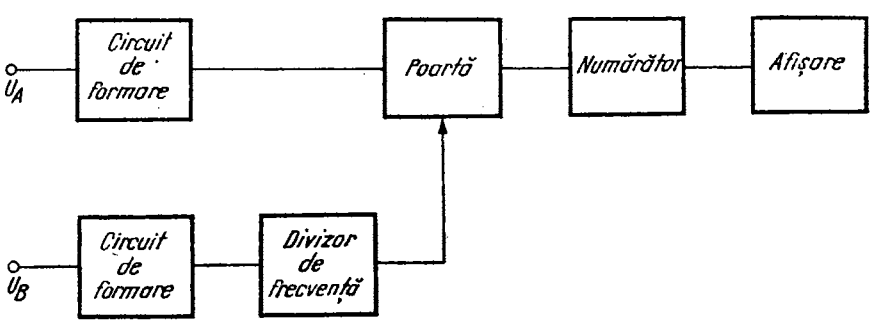


Fig. 16.78. Aparat pentru măsurarea raportului a două turații.

Măsurarea raportului a două turații se poate face conform schemei din figura 16.78. Această schemă este o schemă de frecvențmetru digital care determină numărul de impulsuri de pe canalul A care trec spre numărător în timpul de poartă, obținut prin divizarea perioadei semnalului de pe canalul B cu 10^{α}, α fiind ales în funcție de numărul de zecimale cu care se face afișarea.

Numărul afișat N_α rezultă din relația

$$N_\alpha = \frac{T_B \cdot 10^\alpha}{T_A} = \frac{n_A}{n_B} \cdot 10^\alpha \tag{16.83}$$

unde: T_A este perioada semnalului de pe canalul A;
T_B — perioada semnalului de pe canalul B;
α — numărul de zecimale;
n_A — turația de pe canalul A;
n_B — turația de pe canalul B.

Poziționînd corespunzător virgula, afișarea se poate face în procente.

Pentru măsurarea alunecării se pornește de la relația de definiție

$$a = \frac{n_A - n_B}{n_A} 100\,(\%). \tag{16.84}$$

Observînd că relația (16.84) se mai poate scrie

$$a = 100\left(1 - \frac{n_B}{n_A}\right) \tag{16.85}$$

pentru $n_A > n_B$, rezultă o posibilitate comodă de măsurare a alunecării, folosind montajul din figura 16.79 (pentru determinarea raportului a două turații), în care blocul de numărare este reprezentat de un numărător reversibil utilizat în sens descrescător.

16.8.5. STROBOTAHOMETRE

Strobotahometrele — tahometre folosind efectul stroboscopic — sînt aparate cu care se poate determina viteza unghiulară în absența oricărui contact mecanic cu obiectul aflat în mișcare de rotație. Sînt întîlnite de obicei sub numele de stroboscoape. Unele tipuri, în afară de funcțiunea de bază, de determinare a frecvenței obiectelor în mișcare periodică, prezintă și multiple posibilități de analiză complexă a mișcării, avînd o largă utilizare în industrie și în laboratoarele de cercetare științifică.

Principiul de funcționare al stroboscopului electronic este următorul: obiectul în rotație este iluminat periodic cu impulsuri de mare intensitate și de scurtă durată. Dacă între frecvența impulsurilor luminoase și frecvența obiectului în mișcare există egalitate sau un raport de numere întregi, obiectul va fi luminat mereu în aceeași poziție, și datorită inerției ochiului, se va obține o imagine imobilă.

În figura 16.79 este prezentată schema bloc a unui stroboscop electronic.

Lampa stroboscopică care furnizează impulsurile de mare intensitate și scurtă durată este o lampă specială cu descărcare în gaz (cel mai frecvent se utilizează xenon, obținîndu-se o repartiție a energiei luminoase în spectrul

vizibil). Prin lampă se descarcă energia înmagazinată într-un condensator, la apariția impulsului de comandă. Acest impuls se obține după formare, de la semnalul produs de generatorul intern. Frecvența generatorului intern este indicată fie pe o scară a generatorului, fie la unele tipuri de stroboscoape mai precise cu ajutorul unui bloc frecvențmetric. Blocul defazor permite defazarea impulsului luminos.

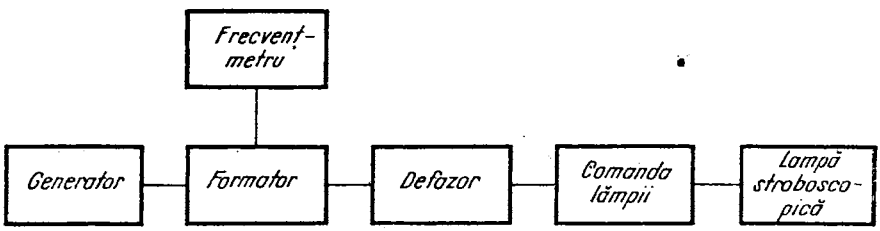


Fig. 16.79. Stroboscop electronic.

Pentru obținerea unei imagini fixe, lampa stroboscopică trebuie să lumineze sincron obiectul în mișcare. În acest scop se variază frecvența generatorului iutern pentru a se obține o imagine fixă și unică a obiectului în mișcare. În general, între frecvența de iluminare și frecvența mișcării există relația

$$f_{ilum.} = \frac{m}{n} f_{mișcare} \tag{16.86}$$

unde m și n sînt numere întregi prime între ele.

La stroboscoapele destinate special măsurării turației, scara instrumentului este gradată direct în rot/min.

Stroboscoapele electronice nu sînt recomandate a se utiliza pentru măsurarea turațiilor joase, deoarece la frecvențe joase imaginea nu mai apare imobilă (inerția ochiului nu mai este suficientă).

La noi în țară s-a realizat stroboscopul electronic N 2601 destinat atît măsurării turației cît și analizei comportării obiectelor în mișcare.

16.8.6. MĂSURAREA VITEZEI LINIARE

Se vor menționa unele metode utilizate frecvent pentru măsurarea vitezei liniare.

Transformarea vitezei liniare în viteză unghiulară. Adesea, pentru măsurarea vitezei liniare, de exemplu a vitezei de deplasare a vehiculelor, se recurge la transformarea vitezei liniare în viteză unghiulară, care este măsurată cu metodele descrise anterior.

Măsurarea vitezei liniare de deplasare a unui material, în anumite procese industriale, poate fi redusă la determinarea turației unor role antrenate de materialul în mișcare. Prin utilizarea unui tahometru digital pentru măsurarea turației rolelor, problema corespondenței între viteza liniară și turație

se reduce la alegerea corespunzătoare a intervalului de timp de măsurare a tahometrului digital, afișîndu-se direct valoarea vitezei liniare.

Măsurarea timpului de parcurgere a unei anumite distanțe. În unele aplicații, nu este necesară măsurarea continuă a vitezei, fiind suficientă determinarea vitezei cu care obiectul în mișcare trece prin fața unui reper, considerat punct de observație. Se recurge astfel la măsurarea vitezei medii pe o distanță cunoscută, aleasă suficient de mică pentru ca viteza medie să se confunde practic cu viteza instantanee. Măsurarea constă în determinarea intervalului de timp în care este parcursă distanța dintre cele două repere, cu ajutorul unei scheme de cronometru electronic (ceea ce asigură o precizie ridicată).

Astfel de vitezometre sînt utilizate în industrie, pentru urmărirea și controlul anumitor procedee de fabricație, la determinarea vitezei autovehiculelor în cadrul probelor efectuate pe pistele de încercări, în cadrul probelor sportive etc.

Folosirea efectului Doppler. Metoda radar de măsurare a vitezei folosind efectul Doppler este utilizată în navigație, aviație, supravegherea zborurilor navelor cosmice precum și în controlul și dirijarea circulației autovehiculelor.

Dintr-un punct fix se emite o oscilație electromagnetică cu frecvența f, care după ce se reflectă de obiectul în mișcare este recepționată. Dacă viteza de deplasare v a obiectului față de observator este mult mai mică decît viteza luminii c, frecvența oscilației recepționată diferă de cea a oscilației emisă cu mărimea f_D, — frecvența Doppler — dată de relația

$$f_D = 2v\frac{f}{c}. \tag{16.87}$$

Această frecvență se poate obține la ieșirea unui etaj de amestec, căruia i se aplică semnalul emis și cel reflectat și poate fi separată cu un filtru trece jos.

Folosind pentru semnalul emis o frecvență $f = 10$ GHz (lungimea de undă $\lambda = 3$ cm), problema determinării vitezelor uzuale întîlnite în circulația autovehiculelor (de exemplu 16 ... 160 km/h) se reduce la măsurarea unor frecvențe cuprinse între 300 și 3 000 Hz. Blocul frecvențmetric folosit poate fi analogic (avînd scara gradată direct în unități de viteză) sau digital (alergînd corespunzător intervalul de timp de numărare, indicația reprezintă viteza măsurată).

Aparatele realizate folosind această metodă sînt uneori echipate și cu dispozitive anexe pentru sesizarea depășirii unei viteze maxime stabilite, producînd un semnal acustic, declanșarea unui aparat fotografic etc.

Folosirea metodei de corelație. În anumite cazuri particulare măsurarea vitezei liniare întîmpină dificultăți, ca de exemplu măsurarea vitezei de deplasare a laminatelor fierbinți. În asemenea cazuri se poate folosi metoda de intercorelație. Neregularitățile din suprafața metalului ce se deplasează ge-

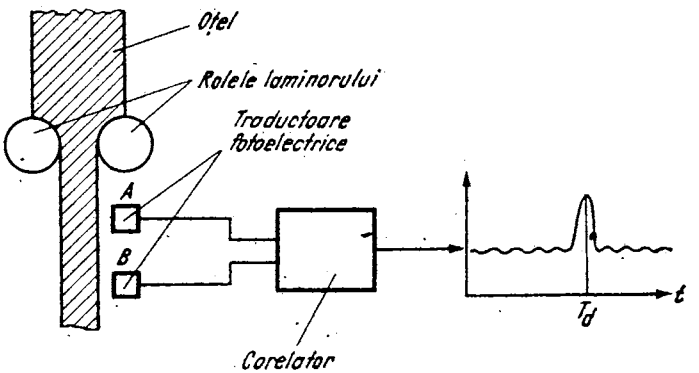


Fig. 16.80. Principiul măsurării vitezei prin intercorelație.

nerează un semnal la ieșirea traductorului fotoelectric A (figura 16.80). Aceleași neregularități generează un semnal la ieșirea traductorului fotoelectric B.

Aplicînd cele două semnale unui corelator se va obține timpul de deplasare T_d al laminatului între cele două detectoare fotoelectrice. Cunoscînd distanța d dintre fotocelule se poate determina viteza de deplasare.

16.9. MĂSURAREA TEMPERATURII

Măsurarea temperaturii se bazează pe diferite efecte fizice determinate de variația temperaturii. Cele mai importante dintre acestea sînt: dilatarea solidelor, lichidelor sau a gazelor; variația rezistenței electrice; tensiunea electromotoare la joncțiunea a două metale; intensitatea radiațiilor emise; variația frecvenței de rezonanță a unui cristal etc.

Traductorul de temperatură nu este însă un simplu sesizor al unuia din aceste efecte. El trebuie proiectat special pentru a funcționa corect, plasat în punctul adecvat, protejat împotriva unor acțiuni distructive sau perturbatoare și construit astfel încît să asigure repetabilitatea și reproductibilitatea măsurărilor pe toată durata de viață utilă.

Intervalul de temperatură în univers se întinde de la aproximativ 0 K în spațiul interplanetar pînă la miliarde de K în procesele de fuziune nucleară din interiorul unor stele. Intervalul practic de temperatură pe pămînt poate fi considerat între 0 ... 20 000 K, în general, sau 0 ... 5 000 K în majoritatea aplicațiilor industriale, științifice etc. Aceasta este o gamă încă extrem de largă, care nu poate fi acoperită de niciunul din tipurile cunoscute de traductoare de temperatură. De aceea, una din restricțiile care se impun la utilizarea traductoarelor de temperatură este intervalul util de temperatură în care poate funcționa. Alți parametri importanți sînt: precizia de măsurare, dimensiunile, sensibilitatea, stabilitatea, timpul de răspuns. O caracteristică importantă în multe cazuri este interschimbabilitatea: unele traductoare

(ca de exemplu, termocuplurile, termorezistoarele metalice) sînt interschimbabile, pe cînd altele (de exemplu termistoarele) nu sînt în general interschimbabile.

Cele mai obișnuite mijloace de măsurare a temperaturii sînt:

- termometre cu lichid;
- termometre manometrice;
- termometre bimetalice;
- termorezistoare metalice;
- termistoare;
- termometre cu cuarț;
- termocupluri;
- pirometre de radiație.

Primele trei dintre acestea nu necesită dispozitive electronice pentru măsurare.

16.9.1. TERMOREZISTOARE METALICE

Se bazează pe variația rezistivității metalelor cu temperatura. Alegerea metalului cel mai potrivit în acest scop depinde de mai mulți factori: ușurința obținerii metalului pur și a trefilării la diametre mici, posibilitatea de urmărire a variațiilor rapide de temperatură, contaminarea fizico-chimică în prezența diferiților agenți, valoarea și reproductibilitatea coeficientului de temperatură, liniaritatea etc.

În prezent se folosesc pe scară largă pentru confecționarea termorezistoarelor platina, nichelul, wolframul și cuprul. Alte metale, ca iridiul, rodiul, argintul, fierul și tantalul se folosesc în aplicații speciale.

Platina întrunește cele mai multe calități pentru utilizarea în termorezistoare. În plus față de condițiile enumerate mai sus, platina nu se volatilizează apreciabil la temperaturi pînă la 1 000°C. În schimb, ea poate fi contaminată de gaze în atmosfere reductoare și acționează ca un catalizator în prezența anumitor hidrocarburi; de aceea, termorezistoarele cu platină sînt de obicei capsulate. Intervalul util de temperatură pentru termorezistoarele cu platină este între $-180 \ldots +600$°C.

Nichelul este de asemenea obtenabil cu înaltă puritate. Între 0 ... 100°C prezintă cea mai mare variație a rezistenței cu temperatura dintre toate metalele; dar peste 300°C coeficientul său de temperatură scade brusc, iar caracteristica sa este puternic neliniară.

Wolframul este util în special pentru măsurări de temperaturi înalte, peste 1 000°C.

Cuprul se oxidează ușor și își pierde puritatea, ceea ce îl face mai puțin utilizabil.

Traductoarele termorezistive din fir metalic se construiesc cu două, trei sau patru conexiuni, în funcție de precizia necesară. Dacă se cere o precizie ridicată, construcția cu patru conexiuni este preferată, deoarece este singura care permite eliminarea efectului rezistenței conexiunilor și contactelor.

Construcția traductorului depinde de destinația lui. Un exemplu de construcție este reprezentat în figura 16.81.

Măsurarea se face, în mod obișnuit, cu ajutorul unei punți Wheatstone echilibrate manual sau automat. În aplicații industriale se utilizează logometre sau punți automate, gradate direct în °C. Pentru măsurări de foarte mare precizie se folosesc punți Thomson.

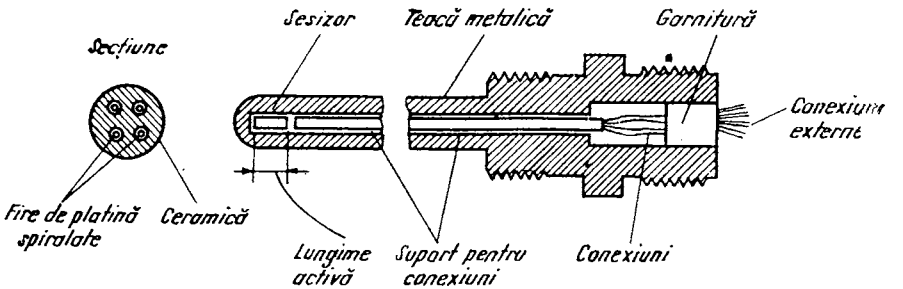


Fig. 16.81. Construcția unui traductor cu termorezistor metalic.

Termorezistoarele pot fi utilizate la măsurarea temperaturii între —180 ... ... +1 000°C, cu o precizie de obicei de 0,1 ... 1°C, dar care ajunge — la traductoare speciale — pînă la 0,001°C. Au avantajul interschimbabilității. Timpul lor de răspuns este relativ scurt.

16.9.2. TERMISTOARE

Termistoarele sînt dispozitive semiconductoare sensibile la temperatură, a căror rezistență variază în mare măsură cu temperatura. Majoritatea tipurilor de termistoare au un coeficient de temperatură negativ, care ajunge la —4 ... —8%/°C (există însă și se folosesc în unele aplicații și termistoare cu coeficient de temperatură pozitiv).

Termistoarele sînt confecționate din amestecuri de oxizi de nichel, mangan, cobalt, fier, magneziu, titan și alte metale, sinterizate la temperaturi peste 1 000°C. Valoarea rezistenței la rece și variația ei cu temperatura depind în mare măsură de compoziția și tratamentul de fabricație, astfel încît aceste caracteristici nu sînt reproductibile decît în anumite limite.

În figura 16.82 sînt reprezentate cîteva tipuri constructive de termistoare folosite la măsurarea temperaturii. Pentru diferite aplicații, termistoarele pot fi încapsulate în plastic sau metal, în sonde de diferite dimensiuni și forme, sau în sticlă.

Caracteristicile termice și electrice ale termistoarelor sînt mai puțin stabile decît ale termorezistoarelor metalice. Pentru îmbunătățirea stabilității, termistoarele pot fi supuse unei îmbătrîniri, prin menținerea lor un anumit timp la o temperatură relativ înaltă.

Măsurarea se face în cele mai multe cazuri cu ajutorul unei punți Wheatstone, echilibrată sau neechilibrată. În cazul punții neechilibrate — foarte

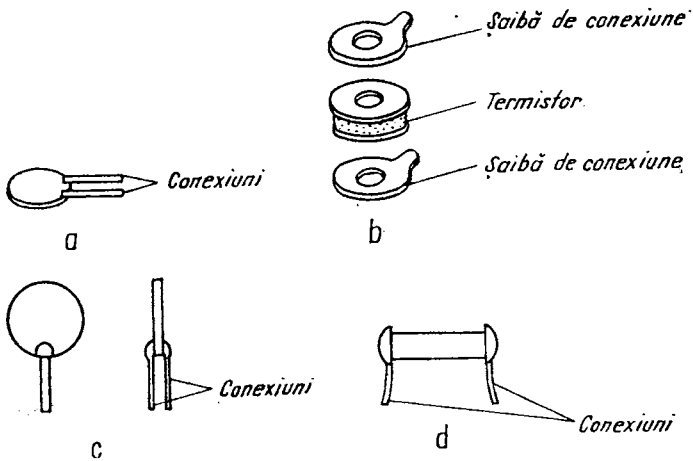


Fig. 16.82. Tipuri constructive de termistoare:
a — mărgea; *b* — șaibă; *c* — disc; *e* — cilindric.

des folosită în termometre cu termistor—se prevede un reglaj de calibrare, pentru compensarea variației tensiunii de alimentare a punții. Precizia de măsurare nu depășește de obicei 0,1°C. Intervalul de măsurare se divide în game suficient de înguste pentru a putea realiza precizia necesară. Trecerea de la o gamă la alta se realizează prin comutarea unor rezistoare în brațele punții. De multe ori, la ieșirea punții se poate conecta direct un microampermetru magnetoelectric, fără amplificare.

Alte soluții, folosind amplificatoare operaționale, sînt ilustrate în figura 16.83. Schema simplificată din figura 16.83 *a* permite obținerea unei tensiuni invers proporționale cu rezistența termistorului R_T; scara aparatului este crescătoare cu temperatura, dar puternic neliniară. Schema din figura 16.83 *b* folosește o punte cu două termistoare, unul activ și altul de referință. Această schemă permite măsurarea temperaturii în game oricît de restrînse, cu scări aproape liniare. Gamele pot fi comutate prin schimbarea rezistoarelor R_1, R_2.

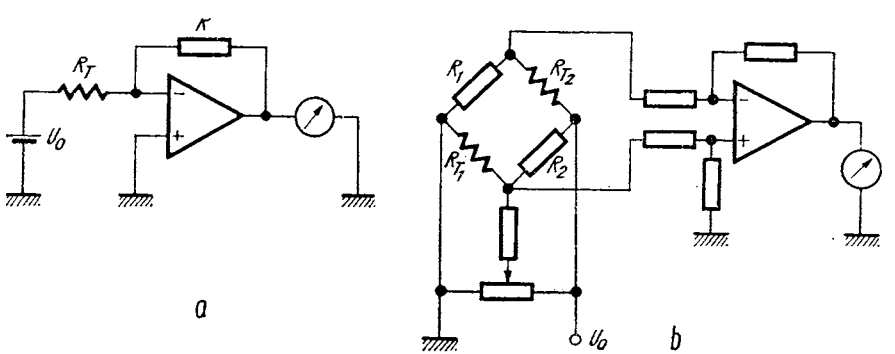


Fig. 16.83. Termometre cu termistor:
a — cu amplificare directă; *b* — în punte, cu două termistoare.

O problemă care necesită atenție la termometrele cu termistoare este încălzirea proprie a termistorului, datorită curentului de măsurare. Acest efect produce o eroare sistematică, care poate fi corectată numai dacă termistorul este pus în condiții de răcire constante; în general, el trebuie evitat prin efectuarea măsurării cu o putere disipată suficient de mică în termistor.

Termistoarele pot fi combinate cu rețele rezistive, astfel încît să se obțină una sau ambele proprietăți următoare

- caracteristică rezistență — temperatură liniară;
- egalizarea caracteristicilor unui lot de traductoare, folosind termistoare inegale (cu o oarecare dispersie a parametrilor).

Pe această bază, s-au realizat traductoare de temperatură industriale, interschimbabile și suficient de stabile. Ele nu s-au răspîndit însă în practică, din cauza intervalului mic de temperaturi măsurabile (în general, între -100 ... ... $+300$°C). În schimb, termistoarele au avantaje ca sensibilitate ridicată, valori de rezistență în intervale largi (de la zeci de ohmi la sute de kiloohmi), dimensiuni foarte mici, timp de răspuns foarte scurt și cost redus. Termistoarele sînt folosite pe scară largă la măsurări de temperaturi moderate, în diferite aplicații industriale, de laborator și medicale, în special unde se cer dimensiuni mici ale traductorului, sensibilitate ridicată (intervale înguste de măsurare), răspuns rapid etc.

16.9.3. TERMOMETRE CU CUARȚ

Se bazează pe modificarea frecvenței de rezonanță a unui cristal de cuarț care asigură o dependență practic liniară a frecvenței de rezonanță cu temperatura. Se obține o sensibilitate de 1 kHz/°C. Pentru indicarea digitală a temperaturii, se utilizează bătăile frecvenței de oscilație a cuarțului termosensibil cu oscilațiile unui cuarț de referință, astfel încît bătăile nule să corespundă temperaturii de 0°C. La ieșire se conectează de obicei și un convertor digital/analog, pentru înregistrare pe hîrtie (fig. 16.84).

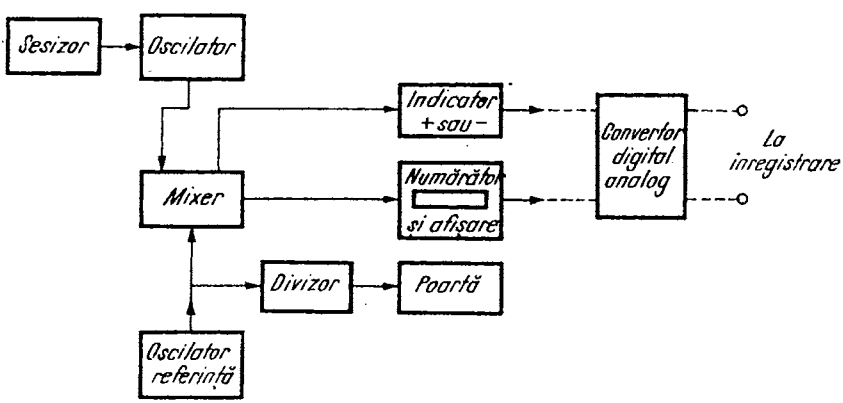


Fig. 16.84. Termometru cu cuarț.

Pentru măsurări diferențiale, cuarțul de referință poate fi înlocuit cu un al doilea cuarț termosensibil.

Precizia acestor aparate este de 0,01 ... 0,1°C, iar stabilitatea pe termen scurt ajunge la 0,0001°C. Funcționează în mod normal între — 40 ... + 250°C. Traductoarele cu cuarț mai au avantajele următoare: au timp de răspuns scurt (cca 1 s); rezistă la accelerații foarte mari (pînă la 10 000 g) și presiuni ridicate (300 at) fără modificarea calibrării; măsurarea nu este afectată de conexiuni (sînt posibile măsurări chiar la distanțe mari, datorită conversiunii în frecvență).

16.9.4. TERMOCUPLURI

Termocuplurile sînt traductoarele de temperatură cele mai răspîndite în industrie, pentru un interval foarte larg de temperaturi și o varietate de condiții de măsurare. Sînt bazate pe efectul termoelectric (efect Seebeck): apariția unei tensiuni electromotoare într-un circuit din două metale diferite în funcție de diferența dintre temperaturile celor două joncțiuni.

Termocuplul obișnuit constă din două fire din metale sau aliaje diferite, sudate între ele, astfel încît să constituie o *joncțiune de măsurare* (sau joncțiune caldă) și o *joncțiune de referință* (sau joncțiune rece), ca în figura 16.85. Temperatura măsurată este de fapt diferența de temperatură dintre cele două joncțiuni. Pentru a măsura temperaturi absolute, este necesar ca joncțiunea de referință să fie menținută la o temperatură constantă (de obicei, la 0°C).

În principiu sînt posibile nenumărate combinații de metale sau aliaje pentru realizarea termocuplurilor. Practic se folosesc în majoritatea aplica-

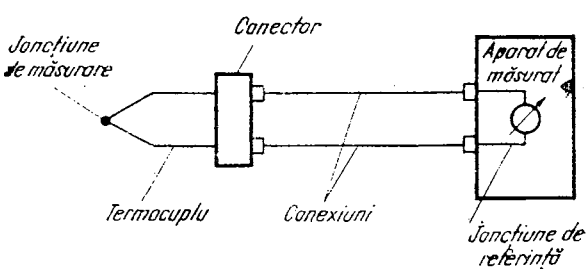


Fig. 16.85. Ansamblu de măsurare a temperaturii cu un termocuplu.

țiilor un număr redus de tipuri de termocupluri, ale căror caracteristici mai importante sînt rezumate în tabelul 16.3.

Pentru protejarea termocuplurilor împotriva acțiunilor fizico-chimice și mecanice se folosesc diverse tipuri de învelișuri protectoare, teci, carcase etc. Construcția obișnuită, pentru temperaturi mai înalte include un tub

l 16.3

Tipuri uzuale de termocupluri folosite pentru măsurarea temperatu

Tipul	Sensibilitatea mV/°C	Interval de temperatură recomandat °C	Prop
Pt 70 Rh 30 — Pt 94 Rh 6	0,0006 ... 0,0011	0 ... + 1 900	Liniaritate bunperaturi înalte
Cromel — constantan	0,027 ... 0,075	—200 ... + 1 000	Cea mai mailitate. Derivă relativ timp
Fier-constantan	0,025 ... 0,063	—200 ... + 780	Cel mai ieftin
Cromel-alumel	0,016 ... 0,043	— 190 ... + 1 400	Cea mai bună te. Relativ costis
Pt 87 Rh 13 — Platină	0,005 ... 0,014	0 ... + 1 700	Dimensiuni ip de răspuns scurt r
Pt 90 Rh 10 — Platină	0,005 ... 0,012	0 ... + 1 750	Idem
Cupru — constantan	0,014 ... 0,063	— 190 ... + 400	Rezistent la e. Temperatura redusă
Wolfram — W 74 Re 26	0,002 ... 0,021	0 ... + 2 300	Adecvat pentraturi înalte. Casant, manipulat, costis
Cupru — aur și cobalt	0,001 ... 0,045	—265 ... 0	Sensibilitate temperaturi joase.

protector din ceramică și o teacă metalică; un exemplu de asemenctor cu termocuplu este reprezentat în figura 16.86.

La alegerea celui mai potrivit termocuplu, pentru o aplicați trebuie să se țină seama, în principal, de următoarele: intervalul de ături de măsurat; precizia necesară; natura mediului în care se face rea; timpul de răspuns necesar. Se fabrică o varietate mare de termo din metale pure sau aliate de mare precizie, care sînt interschimbabilgură o reproductibilitate foarte bună, conform specificațiilor producătoreste termocupluri pot fi utilizate pe baza unor curbe sau tabele stanublicate în lucrări de specialitate, în care se dă corespondența dintre tură și tensiunea electromotoare generată (în grade Celsius — milivoltru

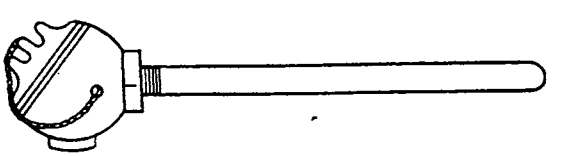


Fig. 16.86. Traductor cu termocuplu în teacă.

diferite cazuri, se pot folosi și termocupluri improvizate, realizate prin simpla sudare a două fire metalice între ele; în acest caz este necesară de obicei o calibrare a termocuplului, datorită impurităților din metale uzuale.

Termocuplurile permit efectuarea simplă a măsurării temperaturii medii, a diferențelor de temperatură sau acționarea simultană a mai multor aparate de la același termocuplu (figura 16.87).

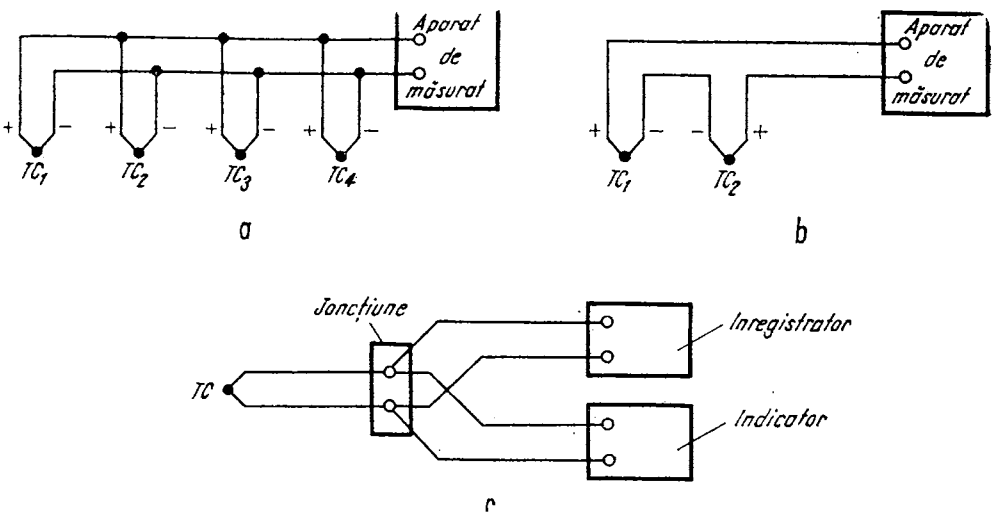


Fig. 16.87. Diferite posibilități de măsurare a temperaturilor cu termocupluri:
a — măsurarea temperaturii medii; *b* — măsurarea diferenței de temperatură; *c* — acționarea mai multor aparate de măsurat de la un singur termocuplu.

Măsurarea tensiunii termoelectromotoare a termocuplului se face cu ajutorul unui milivoltmetru magnetoelectric, compensator manual, compensator electronic automat sau milivoltmetru digital. În cazul utilizării milivoltmetrelor magnetoelectrice trebuie să se ia în considerare curentul consumat de acestea, pentru evitarea erorilor datorite căderilor de tensiune pe conexiuni.

Termocuplurile au — în comparație cu alte traductoare de temperatură — avantajele următoare: robustețe, simplitate, precizie relativ bună, interschimbabilitate, posibilitatea telemăsurării, timp de răspuns relativ scurt. Diferitele tipuri de termocupluri pot fi folosite pentru măsurarea temperaturii între — 260 ... + 2 800°C, cu precizie între 0,1 ... 5°C, în funcție de temperatura măsurată și de intervalul de măsurare.

16.9.5. PIROMETRE DE RADIAȚIE

Sînt bazate pe radiația termică a corpurilor, proprietate universală, absentă numai la gazele inerte sau în apropierea temperaturii zero absolut. Folosesc un sistem optic care colectează radiația infraroșie și vizibilă — uneori printr-un filtru — de la obiectul vizat, și o concentrează asupra unui detector.

În acest fel, măsurarea temperaturii unui corp se face fără contact cu corpul respectiv.

Numai energia radiată pe lungimile de undă între aprox. 0,3 μm și 20 μm este utilă practic pentru măsurare. Acest interval cuprinde spectrul vizibil și infraroșul apropiat.

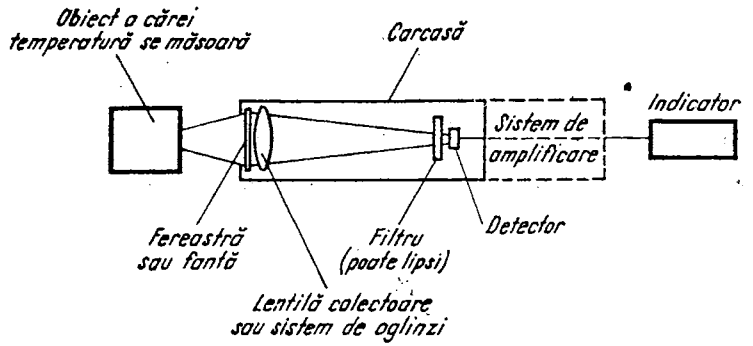


Fig. 16.88. Pirometru de radiație.

Toate pirometrele au o construcție care, în linii mari, este ca cea din figura 16.88. Sistemul optic — format din lentile sau oglinzi — este construit corespunzător distanței de măsurare și dimensiunilor obiectului vizat. Sticla este folosită numai la măsurarea temperaturilor mai înalte, întrucît este practic opacă în spectrul infraroșu. Alte materiale optice utilizate sînt cuarțul și fluorura de calciu cristalină.

Pirometre cu radiație totală

Acestea recepționează cea mai mare parte a energiei radiate de corpul încălzit (se mai numesc pirometre de bandă largă). Constructiv sînt cele mai simple, fiindcă nu prezintă nici o selectivitate spectrală, în afară de limitarea inerentă sistemului optic. Prezintă o eroare sistematică funcție de emisivitatea corpului vizat, în comparație cu aceea a corpului negru cu care se face etalonarea. De aceea, necesită corecții ținînd seama de natura suprafeței corpului a cărui temperatură se măsoară. De asemenea, sînt perturbate de impuritățile atmosferei (fum, bioxid de carbon etc.).

Pirometre cu radiație parțială.

Acestea selectează o bandă relativ îngustă din spectrul radiației corpului a cărui temperatură se măsoară, folosind în acest scop filtre adecvate (se mai numesc pirometre de bandă îngustă). De exemplu, pentru măsurarea temperaturilor înalte la metale, se folosește deseori lungimea de undă de 0,65 μm, care reprezintă extremitatea roșie a spectrului vizibil, unde emisivitatea metalelor este maximă (aceste aparate sînt numite uneori „pirometre de strălucire"). Întrucît emisivitatea corpurilor în bandă îngustă nu variază atît de mult ca în spectrul întreg, la pirometrele cu radiație parțială eroarea datorită acestui factor este mai redusă decît la pirometrele cu radiație totală. În schimb, pirometrele cu radiație parțială sînt mai puțin sensibile, din cauza energiei mai mici recepționate. Aceasta se compensează de obicei prin utilizarea unor detectoare mai sensibile.

Pirometre de raport

Acestea măsoară energia primită în două benzi spectrale relativ înguste și fac raportul celor două energii. Dacă cele două benzi sînt alese astfel încît emisivitățile respective să aibă valori apropiate, eroarea datorită acestui factor este practic eliminată. În general, aceste benzi sînt alese în funcție de aplicația particulară considerată.

Detectoarele folosite în pirometre fac parte din următoarele două categorii:

- detectoare termice, care produc un semnal electric datorită încălzirii sub acțiunea radiației respective (cele mai frecvente sînt termocuplurile și bolometrele);
- detectoare fotoelectrice, care produc un semnal electric datorită eliberării de sarcini electrice sub acțiunea radiației incidente (fotomultiplicatoare, fotodiode, fotorezistoare etc.).

În general, detectoarele termice au un răspuns uniform la energia reparzată în întregul spectru, pe cînd detectoarele fotoelectrice sînt foarte sensibile la lungimea de undă și sînt uneori preferate pentru această proprietate. Detectoarele fotoelectrice mai au avantajul unui timp de răspuns foarte scurt, ceea ce le permite măsurarea rapidă a temperaturii corpurilor în mișcare.

O altă clasificare a pirometrelor de radiație ține seama de modul în care se obține rezultatul măsurării: subiectiv (pirometre cu dispariție de filament) sau obiectiv (pirometre automate).

Pirometre cu dispariție de filament

Sînt pirometre optice cu radiație parțială sau de raport (numite și pirometre manuale), care lucrează în spectrul vizibil, în jurul lungimii de undă de 0,65 μm. Ochiul uman, lucrînd în acest caz ca detector, compară o sursă interioară de energie radiantă cunoscută cu sursa exterioară a cărei temperatură se măsoară. Filamentul sursei interioare are imaginea în același plan cu al sursei vizate; se modifică curentul prin sursa interioară pînă cînd imaginea filamentului dispare în cîmpul sursei necunoscute. Potențiometrul cu care se reglează acest curent este gradat direct în temperatură.

Aparatul este prevăzut cu posibilități de focalizare și cu filtre.

Intervalul de măsurare este de aproximativ 750 ... 1 330°C, limita inferioară fiind dictată de scăderea sensibilității, iar cea superioară de creșterea excesivă a strălucirii sursei vizate. Cu filtre adecvate, limita superioară poate fi extinsă pînă la 3 500 °C.

Precizia pirometrelor cu dispariție de filament este limitată datorită caracterului subiectiv al măsurării. Se obțin de obicei precizii de 1 ... 2% din intervalul de măsurare.

Pirometre automate

Sînt pirometre optice sau în infraroșu, care folosesc un detector termic sau fotoelectric de radiație, deci asigură o măsurare obiectivă. Deși există multe variante, în principiu toate pirometrele automate compară energia radiată de corpul supus măsurării cu energia unei surse interioare de referință. Pot fi de oricare din cele trei tipuri fundamentale: cu radiație totală, cu radiație parțială sau de raport.

Pirometrele automate sînt compuse dintr-un cap optic și un amplificator electronic.

În figura 16.89 este redat schematic unul din tipurile uzuale de pirometre automate. Capul optic conține o sursă termostatată cu corp negru, filtre, un detector, un preamplificator și un comutator optic. Comutatorul, acționat de un motor sincron, expune alternativ detectorul radiației de măsurat și radiației sursei interne, cu o frecvență de ordinul 50 ... 100 Hz. În partea electronică, semnalul variabil este amplificat, redresat și aplicat unui instrument indicator.

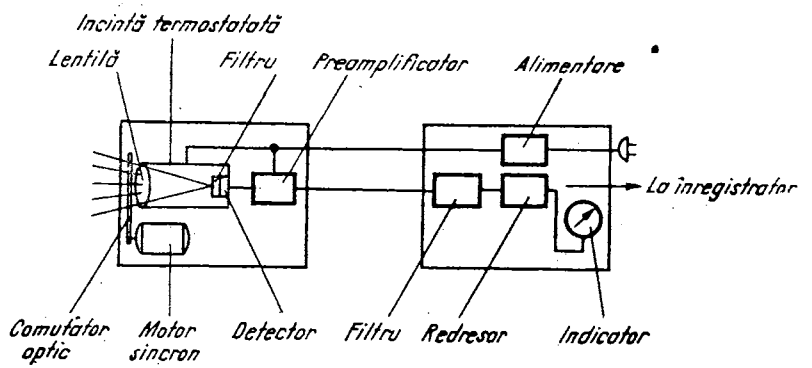


Fig. 16.89. Pirometru automat.

Pirometrele automate pot măsura temperatura între 0 ... 3 500°C, în game de măsurare largi sau înguste, cu o precizie de 1 ... 2% din gamă sau 0,1°C în cazul unor game foarte restrînse. Ele au o utilizare foarte largă, în diferite procese industriale, pentru măsurarea temperaturii metalelor topite, corpurilor incandescente, produselor plastice sau textile, gazelor etc. Alte aplicații sînt detectarea surselor de căldură și a neuniformităților de temperatură, termografia etc.

16.10. MĂSURAREA UMIDITĂȚII MATERIALELOR

Umiditatea sau conținutul de apă al materialelor se măsoară cu două categorii de aparate sau instalații de măsurare:

- umidimetre — aparate pentru măsurarea umidității solidelor și lichidelor;
- higrometre — aparate pentru măsurarea umidității gazelor (folosite mai des pentru aer).

16.10.1 UMIDIMETRE ELECTRONICE

Umiditatea materialelor solide și lichide exprimă în procente conținutul de apă al materialelor, ca raport a două mase, după următoarele definiții:

$$U_a = \frac{m_h - m_u}{m_u} \cdot 100(\%) \quad \text{— umiditate absolută} \qquad (16.88)$$

sau

$$U_r = \frac{m_h - m_u}{m_h} \cdot 100(\%) \text{ — umiditate relativă} \qquad (16.89)$$

unde:

— m_h este masa materialului umed;

— m_u — masa materialului uscat.

Prin convenție, se folosește pentru un anumit material sau grupă de substanțe, una din aceste definiții.

Noțiunea de umiditate se referă la apa liberă dintr-un material, apă ce poate fi extrasă printr-o metodă fizică.

Metoda cea mai precisă de determinare a umidității, luată în majoritatea cazurilor ca metodă etalon, este metoda cîntăririi și comparării maselor ce apar în formulele de definiție. Fiind însă o metodă greoaie care comportă operații ce durează destul de mult (necesită uscarea materialelor), este folosită numai cînd este necesară o precizie foarte mare. Pentru măsurări rapide de laborator sau „in situ" s-au construit aparate electronice de măsurat, care se bazează pe variația anumitor proprietăți fizice ale materialelor cu conținutul lor de umiditate.

Metodele care stau la baza măsurărilor electronice de umiditate și cîteva domenii în care acestea sînt aplicabile sînt prezentate în tabelul 16.4. Corespunzător acestor metode se folosesc diverse tipuri de umidimetre electronice.

Tabelul 16.4

Metode de măsurare a umidității solidelor și lichidelor

Metoda \ Domeniul de aplicabilitate	Industria chimică	Industria alimentară	Hîrtie	Lemn	Petrol	Cereale	Sol	Construcții	Alte domenii
Măsurarea rezistenței materialului umed	×	×	×	×		×			
Măsurarea permitivității materialului umed	×		×		×	×	×	×	
Metode bazate pe trecerea microundelor prin material	×	×	×	×	×	×		×	
Metode bazate pe spectroscopia în infraroșu	×	×	×		×				
Metode nucleare							×		×
Metode ultrasonice								×	
Metoda echilibrului higrodinamic	×	×							

Umidimetre rezistive

Acestea folosesc fenomenul de scădere a rezistenței unui corp umed odată cu creșterea conținutului de apă.

Într-un anumit interval de măsurare — în general la umidități cuprinse între 2 ... 20% — fenomenul este descris suficient de bine de ecuația empirică

$$\log R = a - bU_r \qquad (16.90)$$

unde:

a și b sînt constante de material;
R — rezistență;
U_r — umiditatea relativă.

Conductibilitatea apei depinde de fapt de ionizarea parțială produsă de sărurile dizolvate. Acestea variază ca natură și ca proporție în soluție de la un material la altul, rezultînd necesitatea etalonării aparatelor pentru fiecare material în parte.

Traductoarele rezistive constau de obicei din doi electrozi între care materialul cercetat constituie rezistența măsurată. Ele sînt foarte variate, dat fiind multitudinea materialelor ce se măsoară cu această metodă. Cerințele specifice ce se impun celulelor de măsurare sînt:

- rezistența proprie foarte constantă;
- o rezistență de izolație între electrozi mare, de ordinul 10^{11} ... 10^{13} Ω (deoarece probele uscate pot avea rezistențe foarte mari, ce nu trebuie să fie șuntate de rezistența celulei);
- reproductibilitate a condițiilor de măsurare (de exemplu, suprafața de contact cu proba să fie constantă).

Măsurătorile de rezistență asupra materialelor umede sînt afectate de temperatură. Influența temperaturii însă are un caracter reproductibil și permite efectuarea de corecții direct asupra umidității citite în anumite intervale restrînse de umiditate, aplicîndu-se corecții constante.

Un alt fenomen care poate produce erori este polarizarea electrochimică la nivelul electrozilor sau în materialul umed, care apare în curent continuu. De aceea se recomandă să se lucreze în curent alternativ sau la un curent continuu care să nu depășească cîțiva microamperi.

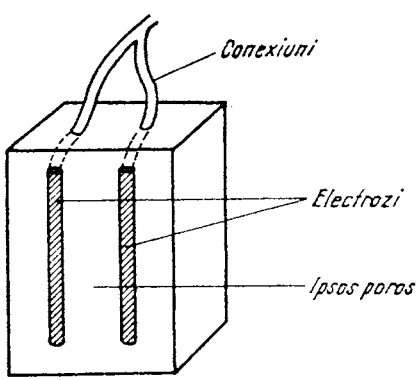


Fig. 16.90. Traductor rezistiv de umiditate din ipsos.

Erorile cele mai mari apar însă datorită conținutului diferit de săruri ale materialelor umede, care face ca să nu mai corespundă o curbă de etalonare ridicată pentru un același material, dar cu un alt conținut de săruri. Pentru a elimina acest inconvenient care deranjează foarte mult măsurările de umiditate (de exemplu în cazul solului), s-au imaginat traductoare dintr-un material poros, care absoarbe umiditatea din sol. În figura 16.90 se vede un astfel de traductor

din ipsos amestecat cu un material plastic poros, construit pentru un umidometru de sol.

Schemele electronice de măsurare ale umidometrelor de acest tip sînt în general foarte simple: scheme clasice de ohmmetre, megohmmetre.

Precizia celor mai bine etalonate umidometre rezistive este cuprinsă între 0,5% ... 1% U (în unități de umiditate).

Umidimetre capacitive

Umidimetrele capacitive sînt cele mai des folosite în aplicațiile industriale, dînd rezultate satisfăcătoare în multe domenii. Ele se bazează pe variația permitivității unui material în funcție de conținutul de apă. Aceasta se datorește marii diferențe ce există în general între permitivitatea relativă a apei și a materialelor ce se măsoară (cînd acestea sînt uscate).

Legătura între umiditate și ε_r se stabilește pe cale experimentală, trasîndu-se curbe pentru fiecare material. Permitivitatea materialelor este influențată de temperatură; de aceea etalonarea unui aparat se face pentru o anumită temperatură, iar la celelalte temperaturi se fac corecții, fie automat, fie prin calcul.

Traductorul folosit la aceste aparate este un condensator al cărui dielectric este tocmai materialul de măsurat și a cărui capacitate trebuie măsurată. Schema echivalentă a unui astfel de traductor este dată în figura 16.91, unde:

C reprezintă capacitatea traductorului;

L — inductanța terminalelor traductorului și inductanța cablului (nu deranjează măsurarea, în măsura în care configurația cablelor este fixă pentru toate măsurările);

R_s — rezistența conexiunilor, a suporților și a plăcilor condensatorului;

R_p — rezistanța corespunzătoare pierderilor în dielectric, pierderile în materialul cercetat fiind preponderente. Ele sînt greu de compensat în circuitul de măsurare, fiindcă depind de material, de umiditate etc. Pentru ca efectul lor să fie minim, trebuie aleasă o frecvență de lucru unde ele contează cel mai puțin; această gamă de frecvență optimă depinde de material și a fost determinată experimental pentru grupe de substanțe și materiale: de exemplu pentru cereale se folosesc frecvențe între 3...10 MHz, pe cînd în construcții se lucrează cu frecvențe între 25 MHz și 50 MHz.

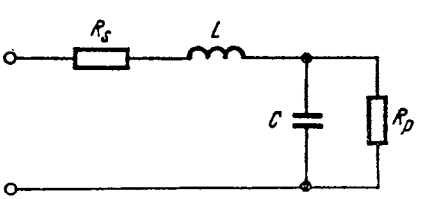


Fig. 16.91. Schema echivalentă a traductorului capacitiv de umiditate.

Construcția traductoarelor capacitive depinde, ca și la cele rezistive, de aplicația particulară la care se utilizează. Formele cele mai obișnuite de traductoare sînt cele cu fețe paralele și cele cu cilindri coaxiali.

Schemele umidimetrelor capacitive sînt de cîteva tipuri.

Circuite de rezonanță (fig. 16.92). Prin varierea capacității condensatorului C_v se compensează variațiile capacității traductorului datorate umidității diferite a probelor, astfel ca instrumentul să indice mereu acordul circuitului rezonant. Condensatorul C_v se gradează în umiditate.

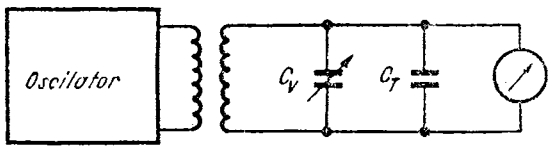


Fig. 16.92. Umidimetru capacitiv cu rezonanță.

Circuite cu măsurarea unei frecvențe, de obicei cu schimbare de frecvență (fig. 16.93). Variația capacității oscilatorului variabil cu umiditatea materialului măsurat este compensată cu ajutorul condensatorului variabil C_v, etalonat în umiditate, astfel ca frecvența oscilatorului O_2 să se mențină egală cu frecvența oscilatorului fix O_1.

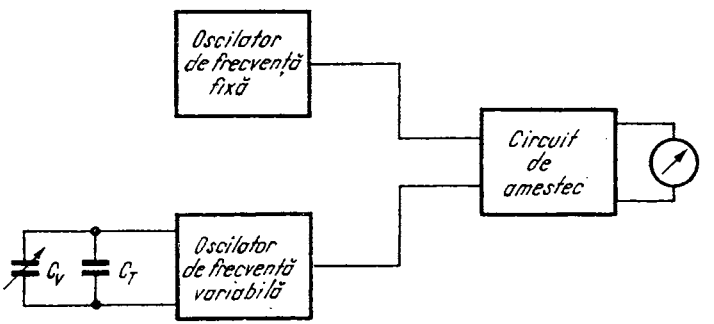


Fig. 16.93. Umidimetru capacitiv cu variație de frecvență.

Circuite în punte (fig. 16.94). Aceste circuite sînt frecvent folosite, fiind foarte simple. Ele se pretează și la automatizări, măsurarea făcîndu-se cu ajutorul unui compensator automat care reechilibrează puntea și afișează rezultatul.

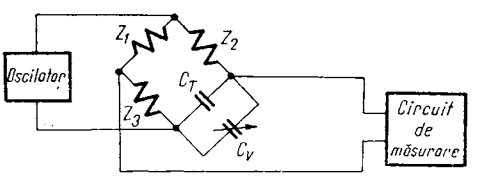


Fig. 16.94. Umidimetru capacitiv în punte.

Precizia umidimetrelor capacitive depinde, ca la toate umidimetrele, de precizia de etalonare pentru fiecare material. Există aparate de teren etalonate cu erori de 2%...3% U_r și aparate de laborator la care eroarea maximă este de 0,5%...1% U_r.

Umidimetre cu microunde

Umidimetrele cu microunde se bazează pe influența apei dintr-un material asupra unor proprietăți ale undelor electromagnetice la trecerea acestora prin material sau la reflectarea lor de către acesta. Există mai multe variante de umidimetre cu microunde, cele mai răspîndite fiind cele care măsoară atenuarea microundelor la străbaterea probei umede.

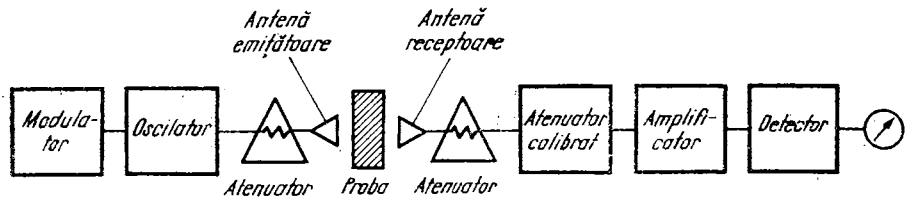


Fig. 16.95. Umidimetru cu microunde.

Apa are calitatea de a absorbi energia unei unde electromagnetice a cărei lungime de undă se situează în intervalul 1 mm...1 m, mult mai puternic decît materialele uscate.

Un aparat pentru măsurarea umidității bazat pe principiul atenuării microundelor conține de obicei două părți principale: un emițător de foarte înaltă frecvență dotat cu o antenă de o formă potrivită și un receptor care conține o antenă de recepție și un atenuator calibrat direct în unități de umiditate (fig. 16.95). Măsurarea se face astfel: fără probă, se face reglajul de zero al atenuatorului la o poziție astfel încît instrumentul să fie pe o poziție mediană; cu probă, se variază poziția pistonului atenuatorului calibrat astfel ca acul instrumentului să revină la poziția inițială. Se citește variația de atenuare care corespunde unei anumite umidități a materialului.

Acolo unde nu sînt accesibile ambele fețe ale materialului, se folosește metoda reflexiei microundelor. La unele instalații se măsoară atenuarea undei reflectate, la altele defazarea acesteia față de unda directă sau, uneori, ambele mărimi.

Avantajele umidimetrelor cu microunde sînt următoarele:

- pot fi etalonate pentru grupe mai mari de produse, proprietățile microundelor la trecerea prin material nefiind influențate în măsură așa de mare de alți factori (ca de exemplu, conținutul în săruri al apei);
- pot fi etalonate pentru game foarte largi de umiditate, de la 0 la 100%;
- se pretează foarte bine la măsurarea în flux tehnologic.

Dezavantajele aparatelor cu microunde derivă din faptul că sînt numai aparate staționare, instalații sensibile, destul de mari și costisitoare.

Umidimetre cu absorbția radiațiilor în infraroșu

Aceste umidimetre sînt aparate cu destinații speciale, fiind folosite mai des la determinarea umidității substanțelor la care celelalte metode nu pot fi folosite (de exemplu pentru domeniul umidităților foarte scăzute).

Ele se bazează pe absorbția selectivă a apei la trecerea unei energii radiante în domeniul undelor infraroșii (λ între 0,7...2,9 μm). În jurul unor anumite frecvențe ale radiației infraroșii, aceasta provoacă intrarea în oscilație

a moleculelor și este absorbită mult mai puternic decît la oscilațiile electronilor liberi (ce au loc și la celelalte frecvențe).

Benzile de absorbție corespunzătoare acestor frecvențe, la apă, sînt situate în jurul următoarelor lungimi de undă: 1,20; 1,43; 1,94; 2,95 μm.

Măsurările de umiditate spectrofotometrice se fac de obicei prin comparație. La spectrometrele cu o singură lungime de undă se compară absorbția undei infraroșii la trecerea prin proba umedă cu absorbția la trecerea printr-o probă etalon uscată. Diferența de energie a fasciculelor ce au trecut prin cele două probe este o măsură a umidității probei umede.

La stectrometrele cu două sau mai multe lungimi de undă, se compară energia unei radiații cu λ situat într-o bandă de absorbție a apei, cu energia altei radiații avînd λ diferit și situată în afara benzii de absorbție, ambele după străbaterea probei de măsurat.

Pentru măsurarea umidității acolo unde proba nu este accesibilă decît dintr-o parte, se preferă folosirea reflexiei.

Umidimetrele cu radiații infraroșii au dat rezultate bune în domeniul umidităților foarte scăzute. Astfel s-a determinat umiditatea freonului cu precizie de 1 ppm în domeniul 1...10 ppm (părți pe milion). De asemenea, rezultate bune s-au obținut și la măsurarea umidității materialelor cu grosime foarte mică (de exemplu hîrtie).

Precizia de măsurare este limitată de precizia etalonării și de diverși factori care afectează măsurarea. În general, preciziile obținute sînt sub 1% unități de umiditate, în domeniul 0...75% U_r.

Aparatura cu radiații infraroșii este costisitoare, pretențioasă și se poate folosi numai în laborator.

Umidimetre cu radiații

Umidimetrele cu neutroni sînt frecvent folosite la măsurarea umidității în corpuri masive, găsindu-și aplicația mai des în construcții (beton) și agricultură (soluri). Ele se bazează pe proprietatea atomilor de hidrogen de a încetini un flux de neutroni rapizi, transformîndu-i în neutroni lenți (termici). Prin ciocnirea cu atomii de hidrogen, acest fenomen este mult mai accentuat decît prin ciocnirea cu alți atomi ce intră de obicei în compoziția materialului de măsurat.

Dat fiind faptul că împrăștierea neutronilor termici în probă depinde și de alți factori ca: densitate, compoziție chimică etc, umidimetrele cu neutroni sînt și ele etalonate pentru fiecare material în parte.

Aparatele de măsurat cuprind în general:

- sursa de neutroni rapizi;
- detectorul de neutroni;
- numărătorul de particule.

Umidimetrele cu neutroni se deosebesc după sursa aleasă și după detectorul corespunzător. Pentru crearea neutronilor rapizi se folosește de obicei o reacție de tipul (α, n), bombardîndu-se beriliul cu particule α. Pentru detecția neutronilor lenți, cel mai des folosiți sînt contorii cu BF_3, bazați pe o reacție de tipul (n, α) a neutronilor lenți cu borul.

Măsurările se fac fie prin împrăștierea neutronilor, fie prin transmitere. Măsurările prin împrăștiere sînt mai des folosite, sursa și detectorul fiind în aceeași sondă.

Umidimetre cu radiații gama. Aceste umidimetre, mai puțin utilizate, folosesc pentru detectarea neutronilor încetiniți de nucleele de hidrogen din materialul de măsurat, o reacție de tipul (n, γ), detecția făcîndu-se cu un contor Geiger-Müller.

Sensibilitatea acestor umidimetre este mai scăzută datorită faptului că detectarea neutronilor se face printr-un proces secundar (n, γ), dar avantajul lor constă într-o schemă electronică mai simplă.

16.10.2 HIGROMETRE ELECTRONICE

Pentru gaze, umiditatea se definește ca:

Umiditate absolută

$$U_a = \frac{m}{V} \tag{16.91}$$

unde: m este masa vaporilor de apă,
V — volumul gazului.

Se exprimă de obicei în g/m³.

Umiditate relativă

$$U_r = \frac{m}{m_h} \cdot 100(\%) \tag{16.92}$$

unde: m este masa vaporilor de apă conținută în gaz;
m_h — masa vaporilor de apă conținută în gaz la saturație (m și m_h se referă la același volum de gaz, la aceeași temperatură și presiune).

De obicei măsurarea umidității aerului constituie un capitol aparte al higrometriei, iar umiditatea are multe modalități de exprimare:

- umiditate absolută
- umiditate relativă;
- tensiunea vaporilor de apă;
- diferență psihrometrică;
- temperatura sau presiunea punctului de rouă etc.

Măsurarea acestor mărimi se reduce în final la determinarea umidității absolute sau relative cu ajutorul tabelelor.

Cea mai folosită unitate de măsură pentru umiditatea aerului este unitatea de umiditate relativă (UR) definită ca:

$$UR = 100 \frac{\varepsilon}{E} \tag{16.93}$$

unde:

ε este tensiunea actuală a vaporilor de apă și
E — tensiunea maximă a vaporilor de apă la saturație, la aceeași temperatură.

Aparatele folosite pentru măsurarea umidității gazelor poartă numele de higrometre. Pentru măsurători rapide și mai precise, ca și pentru reglarea umidității gazelor în procese tehnologice, se construiesc higrometre electronice.

Metodele cele mai uzuale ce stau la baza construirii higrometrelor electronice sînt prezentate în tabelul 16.5. Există și metode chimice de determinare a umidității gazelor (titrarea cu reactivul Karl Fischer), dar instalațiile respective intră în categoria aparatelor specifice chimiei.

Tabelul 16.5

Metode de măsurare a umidității gazelor

Grupul de metode	Metoda	Observații
Metode bazate pe absorbția vaporilor de apă de către substanțe	— Măsurarea rezistenței substanței absorbante — Măsurarea capacității substanței absorbante — Măsurarea frecvenței de rezonanță a cuartului umed — Metoda calorimetrică (măsurarea curentului de electroliză)	Se folosește pentru măsurarea umidităților foarte scăzute
Metode bazate pe evaporare	— Măsurarea diferenței psihrometrice	
Metode bazate pe condensarea vaporilor de apă	— Măsurarea temperaturii punctului de rouă — Măsurarea presiunii și temperaturii punctului de rouă	
Alte metode	— Măsurarea absorbției energiei radiației infraroșii — Măsurarea absorbției radiației electromagnetice — Metoda descărcării coronare	Metode speciale, mai rar folosite

Higrometre rezistive

Higrometrele rezistive sînt în prezent cele mai folosite. Ele se bazează pe influența pe care o are umiditatea gazelor asupra rezistivității corpurilor, influență datorită absorbției sau desorbției unei cantități de vapori de apă din mediul gazos respectiv, cantitate în directă legătură cu umiditatea gazului.

Higrometrele rezistive folosesc o varietate largă de traductoare rezistive, rezultate din tendința de a micșora dezavantajele generale pe care le au acestea: neliniaritate, fenomenul de histeresis la absorbție și desorbție, instabili-

tate, îmbătrînire. Se poate face o clasificare a traductoarelor rezistive folosite în higrometrie ca în tabelul 16.6.

Traductoarele rezistive pe bază de rășini schimbătoare de ioni se realizează depunînd o peliculă de rășină pe un material înrudit; se obține o suprafață higroscopică a cărui rezistență variază cu umiditatea aerului. Un exemplu de traductor cu rășină schimbătoare de ioni este „celula Pope", traductor din polistiren sulfonat.

Tabelul 16.6 **Traductoare rezistive pentru higrometre**

Tipul traductorului rezistiv	Variante	Exemple de materiale folosite
Traductoare bazate pe variația rezistenței superficiale a solidelor	— Cu materiale poroase — Cu materiale neporoase — Cu rășini schimbătoare de ioni	— Ebonită — Clorură de calciu — Silicagel — Polistiren sulfonat (celule Pope)
Traductoare bazate pe variația rezistenței de volum a solidelor poroase	— Cu materiale ceramice — Cu geluri — Cu cărbune	
Traductoare bazate pe conductibilitatea soluțiilor electrolitice		— Cu acid sulfuric și fosforic — Cu clorură de litiu (celule Dunmore) — Cu clorură de calciu — Cu bicarbonat de sodiu

Un traductor tipic are o impedanță de 10 MΩ la 10% *UR*, scăzînd la 1 kΩ la 100% *UR*.

Un higrometru folosind o astfel de celulă Pope este prezentat în schemă bloc în figura 16.96.

Traductorul este introdus într-o punte compensată cu temperatura cu ajutorul termistorului T. Acesta micșorează efectul schimbării temperaturii asupra rezistenței traductorului.

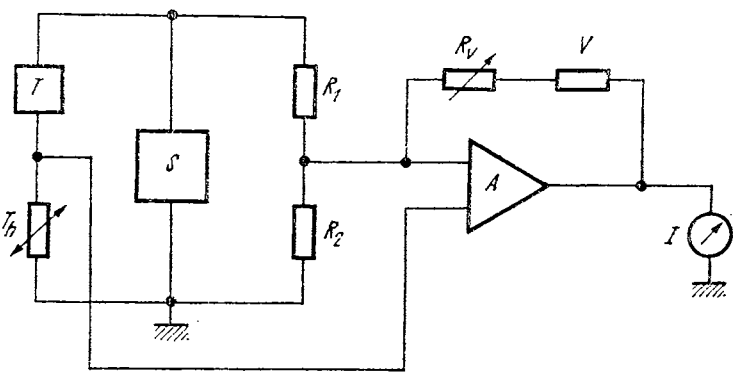


Fig. 16.96. Higrometru cu celulă Pope.

La higrometrele electronice, traductorul cel mai utilizat este cel cu *clorură de litiu*, numit și „celulă Dunmore". Aceste traductoare dau un răspuns rapid, cu precizie bună și stabilitate în timp, însă acoperă un domeniu mai îngust de umiditate relativă (10...15%). De aceea același aparat are de obicei mai multe traductoare, corespunzătoare mai multor domenii de măsurare.

Cu traductoare rezistive se pot măsura umidități pînă la 99—100%, cu o precizie de pînă la ±1%.

Higrometre capacitive

Aceste higrometre folosesc traductoare ce se bazează pe variația permitivității unor materiale poroase la absorbția umidității din atmosferă sau din orice alt gaz.

Higrometrele capacitive pot fi clasificate în două tipuri:

- cu capacitate mică și de frecvență înaltă;
- cu capacitate mare și de frecvență joasă.

Cele mai utilizate traductoare capacitive se realizează cu oxid de aluminiu ca dielectric. Pe aluminiul oxidat se depune un strat de aur poros care lasă să treacă umezeala la dielectric. Capacitatea se măsoară între aur și aluminiu. Cu un astfel de traductor se pot obține în general următoarele performanțe:

- domeniul de umiditate măsurat: 20...85% *UR*;
- precizie: ±2% la temperaturi de pînă la 30°C;
  ±5% la temperaturi în jur de 70—80°C.

Se mai construiesc traductoare capacitive cu peliculă din material plastic. Pe ambele fețe ale unui disc de material plastic ce formează traductorul se depun pelicule de aur și se formează astfel un condensator.

Higrometre bazate pe măsurarea diferenței psihometrice

Aceste higrometre se bazează pe următorul principiu: într-o incintă în care pătrunde gazul (aerul) a cărui umiditate se măsoară, există un termometru menținut tot timpul umed. Temperatura indicată de acesta este în funcție de efectul de răcire produs de evaporarea apei distilate în curentul de aer introdus în incintă. Această evaporare depinde la rîndul ei de presiunea și umiditatea aerului. Dacă presiunea acestuia se menține constantă, diferența de temperatură între termometrul umed și termometrul uscat, poate fi corelată cu umiditatea aerului:

$$\theta_1 - \theta_2 = f(UR) \tag{16.94}$$

unde:

θ_1 este temperatura termometrului uscat;
θ_2 — temperatura termometrului umed;
UR — umiditatea relativă.

Funcția $f(UR)$ poate fi explicitată, dar de obicei apar în expresia ei constante care depind de parametrii constructivi ai psihrometrului. De aceea, fiecare aparat se livrează împreună cu tabelele psihometrice care dau umiditatea relativă în funcție de $\theta_1 - \theta_2$.

Pentru măsurarea temperaturii se pot folosi două traductoare rezistive cu termistori. Datorită masei neînsemnate a traductorului, rezultatul măsurării se obține în cîteva secunde.

Metoda diferenței psihrometrice este comodă din punct de vedere al construcției traductoarelor, căci nu necesită traductoare speciale de umiditate, dar este afectată de erori pînă la 11% umiditate relativă.

Higrometre cu condensare

Principiul metodei este bazat pe condensarea vaporilor de apă. În apropierea unei suprafețe răcită chimic sau electric este adus gazul a cărui umiditate se măsoară. În momentul în care temperatura a scăzut la temperatura corespunzătoare saturației apare condensarea pe suprafața de răcire. Simultan cu apariția picăturilor de apă se citește temperatura, care depinde de conținutul de umiditate al aerului.

BIBLIOGRAFIE

1. Stere, R. *Aparate electronice de măsurare și control.* Editura didactică și pedagogică, București 1968.
2. Nicolau, Th. ș.a. *Măsurări electronice în industrie.* Editura tehnică, București 1964.
3. Grave, H. F. *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* Editura tehnică, București 1966.
4. Nelting, H., Thiele, G.: *Elektronisches Messen nichtelektrischer Grössen.* Philips technische Bibliotek, Eindhoven 1966.
5. Burton, J. *Pratique de la mesure et du controle dans l'industrie.* Ed. Dunod, Paris 1965.
6. Considine, D. M. *Process instruments and control handbook,* McGraw Hill, New York 1974.
7. Thomas, H.E., Clarke, C. A. *Handbook of electronic instruments and measurement techniques.* Prentice Hall, Englewood Cliffs 1967.
8. Hengstenberg, J., Sturm, B., Winkler, D. *Messen und Regeln in der chemischen Technik.* Springer Verlag, München 1972.
9. Negoiță, C. V., Ivan, M. *Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor geometrice.* Editura tehnică, București 1970.
10. Kulikovskii, L. F. *Induktivnîe izmeriteli peremeșcenii.* Gosenergoizdat, Moskva 1961.
11. Brewer, R. C. *Transducers for positional measuring systems.* Proc. IEE vol. 110 nr. 10, oct. 1963 p. 1818—1828.
12. Ațiukovski, V. A.: *Emkostnîe preobrazovateli peremeșcenia.* Izd. Energhia, Moskva 1966.
13. Iakovlev, L. G. *Urovnemerî. Izd. Maşinostroenie, Moskva* 1964.
14. Dozer, B. E. *Liquid level measuring.* Instrumentation Technology 1967 nr. 2 p. 55.
15. Vezeanu, P. *Măsurarea nivelului în tehnică.* Editura tehnică București 1973.
16. Hume, K. J., Sharp, G. H. *Practical metrology.* Mac Donalds, London 1970.
17. Ionescu-Andrei, P. *Considerații asupra unor metode și aparate de măsurat rugozitatea.* Metrologia aplicată vol. 14 nr. 9 sep. 1067 p. 399—404.
18. Schorsch, H. *Gütebestimmung an technischen Oberflachen.* Springer Verlag, München 1969
19. Buzdugan, Gh., Blumenfeld, M. *Tensometria electrică rezistivă.* Editura tehnică București 1966.
20. Higson, R. *Recent advances in strain gauges.* Journ. Sci. Instr. vol. 41 iul. 1964 p. 405—414.
21. Dean, M. *Semiconductor and conventional strain gauges.* Academic Press, New York 1962.
22. Ruzga, Z. *Elektriceskie tenzometrî soprotivlenia.* Izd. Mir, Moskva 1964.
23. Liptak, B. G. (editor) *Instrument engineers'handbook,* vol. I. Chilton Book Company, New York 1969.
24. Boboc, St. *Aparate electronice pentru măsurarea mașclor, forțelor și cuplurilor.* Editura tehnică București 1971.
25. Myers, H. *Torque measurement.* Instrument Practice vol. 21 nr. 12, 1967 p. 1119—1123.
26. Mahr, V. *Elektronische Messung veranderlicher Drehmomente in der Feinwerktechnik.* Arch. techn. Messen nr. 435 apr. 1972 p. 61—67.
27. Petrescu, V., Penescu, T. *Măsurarea presiunii în tehnică.* Editura tehnică București 1968
28. Instrument Society of America: *Basic Instrumentation Handbook, Compendium of Transducers.* Pittsburgh, 1972.
29. Norton, H. N. *Handbook of transducers for electronic measuring systems.* Prentice Hall, Englewood Cliffs 1969.
30. Prensky, S. D. *Electronic Instrumentation,* Prentice Hall, Englewood Cliffs 1971.

31. Karrer, H. E., Leach, J. *A quartz resonator pressure transducer.* IEEE Trans. vol. IECI-16 nr. 1, iul. 1969 p. 44—50.
32. Myers, W. R. *The electromanometer.* Instr. and Control Systems vol. 35 nr. 4 apr. 1962 p. 116—117.
33. Laferty, J. M., Vanderlice, T. A. *Vacuum measurement by ionization.* Instr. and Control Systems vol. 36 nr. 3 mar. 1963 p. 90—96.
34. Lek, J. H. *Pressure measurement in vacuum systems.* Chapman and Hall, London 1964.
35. Miller, J. T. *High vacuum measurements.* Instrument Practice vol. 17 nr. 6 iun. 1963 p. 617—622.
36. Donald, H. *Manganine high pressure sensors.* Instr. and Control Systems vol. 35 nr. 11 nov. 1961 p. 77.
37. Popescu, P. P., Mihordea, R. *Măsurarea debitului în tehnică.* Editura tehnică București 1969.
38. Wasson, M. J. *Mass flow metering.* Measurement and Control vol. 5 nr. 12 dec. 1972 p. 571.
39. Bonfig, K. W. *Eine Anlage zur induktive Durchflussmessung* mit *getastetem Gleichfeld und Differenzmessung.* Arch, techn. Messen sep. 1971 p. 173, oct. 1971 p. 193.
40. Humphrey, J. *Using lasers for flow measurement.* Instr. and Control Systems vol. 45 nr. 11 nov. 1972 p. 75.
41. Wassermann, H. *Heated sensors for flow measurement.* Instr. and Control System vol. 46, nr. 5 mai 1973 p. 59.
42. Boucher, W. *Fluidic flow measurement and control devices.* Measurement and Control vol. 5 nr. 10 oct. 1972 p. 121.
43. Heckle, E. *Neuartiger digitaler Durchflussmesser mit Schwingkörper.* Automatik Juni 1972 p. 184.
44. Katîș, G. P. *Obiomnîe, rashodomerî.* Izd. Energhia, Moskva 1963.
45. Katîș, G. P. *Massovîe rashodomerî.* Izd. Energhia, Moskva 1963.
46. Gregory, A. *Tachometers can be more useful than you think.* Control and Instrumentation apr. 1973 p. 52—53.
47. Creesey, D. R. *Precise measurement and indication with digital tachometry.* Electronic Engineering vol. 45, apr. 1973 p. 50—51.
48. Smith, I. R., Hajirousson, M. I., Miller, I F. — *Precision digital tachometry.* IEEE Trans. vol. IM-22 nr. 3, sep. 1973 p. 278—279.
49. DiCenzo, C. D., Sinha, N. K., Szabados, B. *Digital techniques simplify angular velocity measurements.* Electronic Engineering vol. 41, mai 1972 p. 30—32.
50. Kendall, J. M., Chard, R. A. *Speed and speed-ratio measurement.* Industrial Electronics vol. 4 nr. 9 sep. 1966 p. 411—413.
51. Rutowsky, J. *Stroboscopes for industry and research.* Pergamon Press London 1966.
52. Gouvenain, A. *Electronique et mesure de vitesse.* Electronique Professionnelle nr. 307 mai 1971 p. 30—36.
53. Herzfeld, C. (editor) *Temperature, its measurement and control in science and industry.* Reinhold Publ. Corp. New York 1962.
54. Gordov, A. N. *Metodî izmerenia temperatur v promîșlennosti.* Metallurgizdat, Moskva 1964.
55. Thiemann, W., Sichtermann, W. *Temperatur Mess- und Regelschaltungen.* Elektronik 1967 nr. 12 p. 365—368.
56. Vezeanu, P., Pătrașcu, St. *Măsurarea temperaturii în tehnică.* Editura tehnică București 1968.
57. Iordache, Gh, Ivan, M., Perva, O. *Aparate electronice pentru măsurarea temperaturii.* Editura tehnică București 1971.
58. Sieneweg, F. *Temperaturmessung.* Arch. techn. Messen nr. 313 1962 p. 47—48.
59. * * * *Humidity and Moisture,* vol. 1—4. Reinhold Publ. Comp. New York 1964.
60. Nicolau, Th., Apostol, I. *Umidimetre electronice.* Editura tehnică București 1973.
61. Harbert, F. C. *Moisture measurement in industry.* Research vol. 4 nr. 2 mai 1971 p. 27—32.
62. * * * *La mesure de l'humidité du sol.* Bull. techn. de génie rural nr. 103, sep. 1970. Ed. Cerafer.
63. Paquet, J. *Mesure d'humidité in situ par les méthodes diélectriques — applications au béton.* Materiaux et Construction vol. 4 nr. 20 mar. — apr. 1971 p. 43.
64. Taylor, H. B. *Microwave moisture measurement.* Industrial Electronics, vol. 3 nr. 2 feb. 1965 p. 66—70.
65. Quinn, F. C. *Measuring moisture in gases.* Instr. and Control Systems vol. 38 nr. 9 sep. 1964 p. 48—51.

17.

Sisteme de măsurare automate

17.1. DEFINIȚIA SISTEMULUI DE MĂSURĂ

Un sistem de măsură este un ansamblu de aparate de măsură programabile și echipamente periferice, coordonate de o unitate centrală, cu scopul de a realiza procese de testare automată repetitive.

Înainte de a descrie sistemul de măsură este util să se prezinte conceptul și problemele de bază ale culegerii de date. Culegerea de date sau înregistrarea automată de date nu este altceva decît măsurarea și înregistrarea parametrilor electrici și neelectrici, care au fost în prealabil convertiți într-o mărime electrică.

Dacă este necesar să se facă un număr mare de măsurări asupra unor parametrii, cu un anumit grad de corelare în timp a operațiilor, metodele manuale nu mai pot fi satisfăcătoare (viteză redusă, erori, preț ridicat). De fapt, trecerea de la măsurările manuale la cele automate se face într-o serie de trepte simple și logice, implicînd instrumentele de măsură. Aceste instrumente își desfășoară funcțiunile lor de bază, (măsurare, comutare, înregistrare și control), în cele mai multe cazuri putînd fi utilizate și individual. Prin interconectarea lor însă, se obține un sistem de măsură automat cu posibilități mult mai complexe decît a setului de aparate ce compun sistemul.

17.2. POSIBILITĂȚILE DE UTILIZARE ALE SISTEMELOR DE MĂSURĂ AUTOMATE

În general, sistemele de măsură sînt destinate unor scopuri generale, fiind adaptabile la o mare varietate de probleme. Există însă și o altă categorie de sisteme, specializate, dedicate unor scopuri bine determinate, cu o structură specifică, greu adaptabile altor probleme.

Se vor prezenta în continuare cîteva sisteme, pornind de la cele mai generale, spre cele specializate.

Sistemele de culegere a datelor s-au dezvoltat din nevoia de a măsura și înregistra un volum mare de date, care derivă din fiecare fază a cercetării

și producției. Gradul de generalitate al acestui tip de sistem este asigurat de marea varietate de instrumente ce culeg date de la surse foarte diferite.

Mărimile electrice sau neelectrice de măsurat sînt transformate cu ajutorul convertoarelor sau traductoarelor în una din următoarele mărimi: tensiune continuă, tensiune alternativă, frecvență sau rezistență. Sistemul va măsura mărimea electrică rezultantă, afișînd rezultatul în unitățile de măsură corespunzătoare parametrului fizic inițial.

În funcție de precizia de măsură, viteza de lucru sau alți factori impuși, sistemele de culegere a datelor pot fi, sau nu, coordonate de calculator. Există sisteme complet automatizate, coordonate de o unitate de programare, nu neapărat de un calculator, care pot efectua măsurări de tensiuni, frecvențe, rezistențe, în sute de puncte diferite. Extragerea rezultatelor se poate face sub diferite forme: pe mașină de scris sau teleimprimantă sau pe bandă perforată pentru o prelucrare ulterioară pe calculator, după terminarea ciclului de culegere a datelor.

În figura 17.1 este prezentat un sistem tipic de culegere a datelor, coordonat de un calculator.

O categorie de sisteme de măsură este destinată controlului caracteristicii de răspuns la semnale a sistemelor electronice. Un astfel de sistem poate fi utilizat în multe aplicații, intrînd atît în categoria sistemelor cu scopuri generale, cît și a celor specializate pentru anumite probleme. O utilizare curentă este determinarea performanțelor unui dispozitiv, de exemplu un amplificator. Un caz particular este determinarea răspunsului în frecvență al amplificatorului. Se aplică la intrare un semnal de amplitudine constantă și frecvență variabilă și se măsoară semnalul de ieșire al amplificatorului testat.

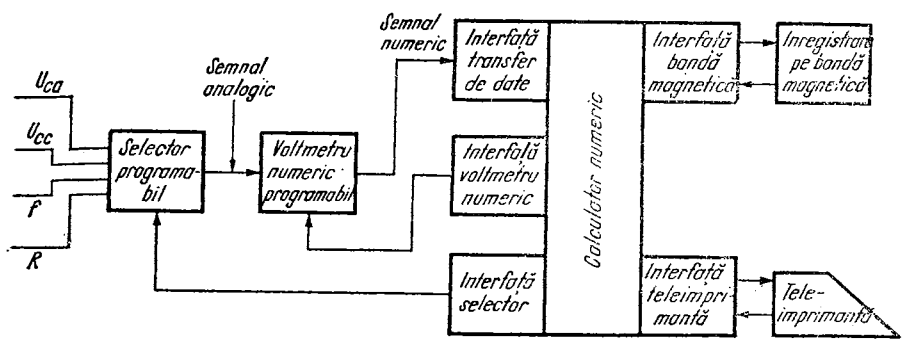


Fig. 17.1. Sistem tipic de culegere a datelor, controlat de calculator.

O variantă a acestui sistem poate realiza controlul și corecția automată a răspunsului la semnal, tinzînd astfel spre sistemele specializate. Este posibil cu acest tip de sistem să corecteze automat răspunsul în frecvență al unui amplificator, astfel încît să se obțină un răspuns de formă impusă. Dispozitivul trebuie astfel proiectat, încît să permită o testare automată și un reglaj controlat de sistem.

În figura 17.2 se prezintă acest tip de sistem.

Sistemele de control al răspunsului urmăresc semnalul de ieșire din echipamentul sub observație, făcînd abstracție de semnalul de intrare. Semnalul de intrare nu provine din sistem, ca în cazurile precedente. Dacă la ieșire apare

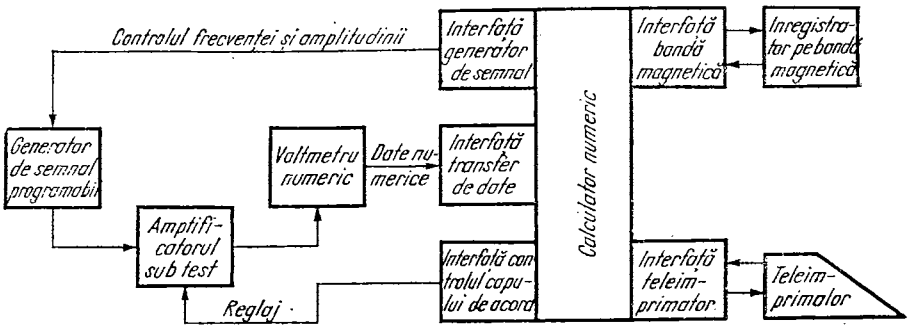


Fig. 17.2. Sistem pentru determinarea răspunsului în frecvență al unui amplificator, cu corecția automată a caracteristicii.

un semnal de formă sau valoare particulară, o funcție de control este aplicată dispozitivului supravegheat.

Sistemele de testare automată determină, cu minimum de intervenții din partea operatorului, toate caracteristicile unui dispozitiv. Sistemul asigură un semnal de intrare care să permită determinarea tuturor parametrilor ce caracterizează dispozitivul. Răspunsul la semnalul de intrare este înregistrat

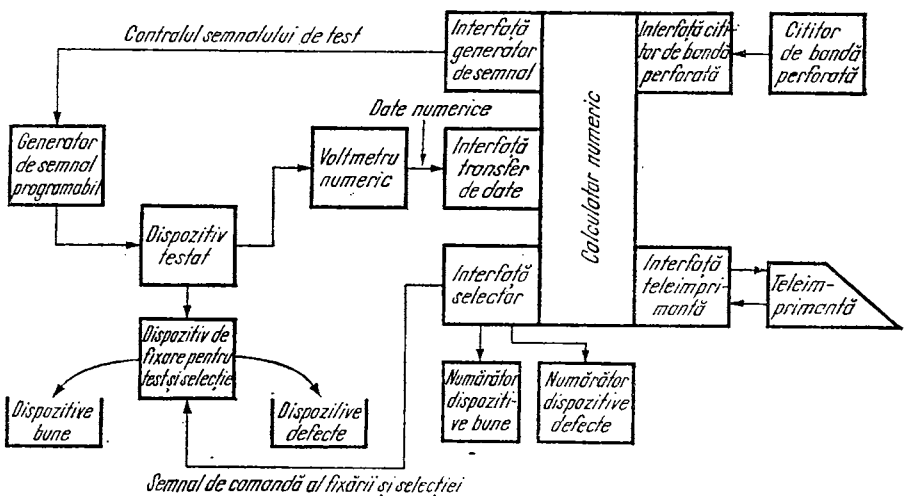


Fig. 17.3. Sistem de testare și sortare automată.

și confruntat cu valorile limită impuse. Ca o variantă, sistemul poate asigura și sortarea automată a dispozitivelor.

Un exemplu de sistem de testare și sortare automată este indicat în figura 17.3.

Un sistem specializat se poate defini ca un sistem creat pentru un scop particular, pentru rezolvarea unei clase specifice de măsurări, aşadar nu este uşor adaptabil altor utilizări. Proiectarea sistemului presupune o optimizare a acestuia pentru problema propusă şi nu este deci uşor transformabilă pentru alte clase de probleme. Din această categorie fac parte sistemele de testare a circuitelor logice, sistemele de măsurări acustice, sistemele biomedicale.

17.3. CLASIFICAREA SISTEMELOR DE MĂSURĂ

Clasificarea sistemelor de măsură se face pe baza tehnicii utilizate în realizarea sistemului: analog, numeric sau hibrid.

Sistemele analogice sînt definite ca acele sisteme ce lucrează numai cu semnale analogice. Transmisia datelor prin sistem se face sub formă analogică, fără o conversie într-o altă formă de reprezentare a semnalelor. La intrarea sistemului se aplică un semnal analogic. Amplificat sau nu, semnalul va fi măsurat cu un aparat analogic. Semnalul de ieşire se obţine sub aceeaşi formă, înregistrat deobicei într-o diagramă în funcţie de un parametru. O serie de mărimi ca temperatura, presiunea, debitul, sînt convertite într-o mărime electrică. Rezultatele măsurătorilor sînt reprezentate în diagrame ce vor caracteriza funcţionarea dispozitivului ce furnizează mărimile de mai sus. Avantajul acestor sisteme este faptul că menţine informaţia sub formă analogică şi o prezintă tot sub formă analogică pentru interpretare. În acelaşi timp, principalul dezavantaj al sistemelor analogice este limita de precizie a măsurărilor; o precizie de 1% pe tot domeniul de lucru este considerată foarte bună pentru aceste sisteme.

Sistemele numerice, ce operează numai cu mărimi sub formă numerică, nu sînt tot atît de răspîndite ca sistemele analogice sau cele hibride. Aceasta pentru că traductoare care să furnizeze direct un semnal numeric, nu sînt tot atît de accesibile ca traductoarele analogice. Traductoarele numerice sînt de fapt analogice prin natura lor. Semnalul de ieşire este o frecvenţă variabilă proporţional cu parametrul studiat, ce poate fi orice mărime electrică sau neelectrică.

Semnalul de ieşire al traductorului se aplică unui frecvenţmetru. Afişarea rezultatului se face sub formă numerică, direct în unităţile de măsură corespunzătoare mărimilor de intrare: temperatură, presiune, debit etc. Informaţia la ieşire se obţine sub formă numerică tipărită cu o imprimantă sau înregistrată pe o bandă magnetică, pentru o prelucrare ulterioară pe calculator.

Sistemele numerice au avantajul unei precizii de măsură foarte ridicate şi a unei rezoluţii mult superioare sistemelor analogice.

Sistemele hibride, sau analog-numerice sînt sistemele de măsură cel mai des utilizate. Informaţia se culege şi se prelucrează parţial sub formă analogică şi apoi este convertită într-o formă numerică. Prelucrarea în continuare se face sub formă numerică.

Transformarea mărimilor analogice în reprezentarea lor numerică este necesară din mai multe puncte de vedere. În primul rînd, precizia de măsură, viteza de lucru, rezoluția, vor fi mult superioare operațiilor sub formă analogică. În al doilea rînd, forma numerică este necesară prelucrării pe calculator a datelor.

17.4. SPECIFICAȚII PRIVIND COMPONENTELE SISTEMULUI DE MĂSURĂ

Cînd necesitatea utilizării unui sistem a fost stabilită, trebuie făcute cîteva considerații pentru a realiza o configurație optimă pentru sistem, în scopul rezolvării problemei.

Primul pas este definirea completă a problemei. În acest scop se face o listă a tuturor factorilor importanți ce afectează problema. De exemplu, se identifică și se specifică toate intrările de date pe care se vor orienta instrumentele din sistem. Această operație ar include definirea nivelelor de semnal, domeniile de frecvență, valorile impedanțelor.

Definirea sistemului este pasul următor în proiectarea unui sistem de măsură. Se stabilesc: tipul măsurărilor ce se vor efectua, numărul acestor măsurări, numărul de canale de culegere a datelor, precizia de măsură, viteza de culegere a datelor, condițiile de lucru (temperatură, umiditate, vibrații, șoc, altitudine etc.) care ar putea afecta măsurătorile. Trebuie specificat de asemenea cum vor fi manipulate datele în sistem; dacă vor fi prelucrate direct de un calculator sau vor fi întîi înregistrate și trimise apoi spre o unitate centrală de prelucrare a datelor. Sînt necesare diverse echipamente de legătură între dispozitivele de culegere a datelor și sistemul de măsură propriu-zis. Trebuie asigurată o formă de reprezentare a datelor care să permită prelucrarea pe calculator. Trebuie definite în sfîrșit, echipamentele periferice ale calculatorului pentru extragerea datelor: imprimată, perforator de bandă, mașină de scris etc.

Odată definite aceste condiții de măsură, pasul următor este alcătuirea schemei bloc a sistemului. Aceasta va indica blocurile ce caracterizează funcțiile sistemului, nivelele de semnal, numărul de linii de legătură, condiții de interconectare de care trebuie să se țină seama în alcătuirea sistemului. Fie-

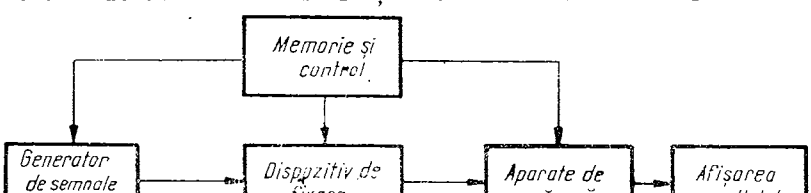


Fig. 17.4. Schema bloc a unui sistem de măsură.

care instrument din sistem efectuează o funcție specifică. Pentru programarea sistemului trebuie cunoscut întîi modul de programare al fiecărui instrument în parte, cît și rolul fiecăruia în sistem.

Schema bloc a unui sistem de măsură este prezentată în figura 17.4.

Blocul de memorie și control transmite comanda-program pentru generatoarele de semnale de test, dispozitivului de fixare și unității ce cuprinde aparatele de măsură propriu-zise.

Programarea sistemului constă în conversia datelor stocate în memorie într-o formă logică utilizabilă și distribuirea lor instrumentelor. Acest bloc include deci și o unitate de memorie. Memoria se utilizează pentru înregistrarea datelor de programare, așadar, datele pentru măsurările care vor fi repetate pot fi rechemate rapid. Memorizarea se poate realiza fie pe un disc magnetic sau pe o bandă perforată, cu o capacitate limitată doar de lungimea benzii utilizate. Pentru sistemele foarte simple memorizarea se poate face și cu ajutorul cartelelor. Funcția de memorizare se poate atribui unui calculator extern sau unui disc de memorie plasat sub controlul unui calculator.

Măsurările tipice ce se efectuează în sistem sînt: timpii de creștere și revenire, amplitudinea, perioada și durata impulsurilor, timpii de comutație directă și inversă a dispozitivelor, nivele logice, tensiuni de saturație etc. Blocul de măsurări cuprinde cîteva aparate de măsurat de bază: un osciloscop cu eșantionare, un voltmetru numeric, un frecvențmetru numeric, toate programabile. Trebuie specificate precizia, rezoluția, impedanța de intrare, ca performanțe ale aparatelor componente.

Blocul generatoarelor de semnal asigură pe de o parte tensiunile de alimentare și pe de altă parte semnalele de intrare pentru dispozitivele ce vor fi testate. Toate unitățile ce compun acest bloc sînt programabile. Pentru cele mai simple sisteme, generatoarele și sursele de semnal sînt controlate manual.

Dispozitivul de fixare include circuitele de interfață necesare pentru a conecta obiectul testării la sistem. Dispozitivele de fixare pot fi foarte diferite în funcție de elementul testat. De exemplu, pentru testarea circuitelor integrate se prevede un soclu în care se va însera circuitul. Soclul este integrat într-o matrice care asigură aplicarea tensiunilor de alimentare în punctele corespunzătoare și conectarea dispozitivului la partea de măsură a sistemului.

Un punct de vedere important în extragerea datelor este ca dispozitivul ales să asigure o viteză de înregistrare corespunzătoare vitezei de măsură impusă anterior. În general, se preferă o formă accesibilă interpretării imediate a datelor, pentru eventuale verificări.

17.4.1. BLOCUL DE MEMORIE ȘI CONTROL

Unitatea de memorie

Unitatea de memorie stochează datele programului de măsurări, care sînt preluate apoi de unitatea de comandă și distribuite elementelor componente ale sistemului.

Ca mijloace de memorizare a informației se folosesc discurile magnetice și benzile perforate. Discurile magnetice au avantajul unei viteze mari de introducere și extragere a datelor. Benzile perforate lucrează cu o viteză considerabil mai redusă, în schimb capacitatea de memorizare este limitată numai de lungimea benzii.

Discurile magnetice efectuează înregistrarea serie a datelor, în cod binar cu patru poziții. Al cincilea bit este rezervat pentru verificarea parității. Dacă un cuvînt de cod conține un număr impar de unități, cifra de paritate va fi *0*. Dacă numărul de unități este par, cifra de paritate va fi *1*.

Introducerea și extragerea datelor de pe un disc se face prin intermediul capurilor magnetice. Înregistrarea datelor se face pe mai multe piste concentrice, 8 de exemplu. Fiecare pistă este împărțită în 200 de sectoare. Pentru specificarea unei adrese sînt necesare patru cifre. Prima cifră indică pista, respectiv capul magnetic. Următoarele trei cifre vor indica sectorul în care este înmagazinată informația. În afara celor 8 capuri magnetice de manipulare a informației, mai există două capuri magnetice. Unul servește la înregistrarea și apoi extragerea impulsurilor de tact ce identifică poziția unui bit de informație. Ultimul cap magnetic servește la detectarea originii unei piste. Pe pista corespunzătoare acestui cap este înregistrat un impuls, pe o rotație a discului, care marchează începutul pistelor. Începînd din acest punct se numerotează sectoarele.

Figura 17.5 indică schema unui dispozitiv de memorie cu disc.

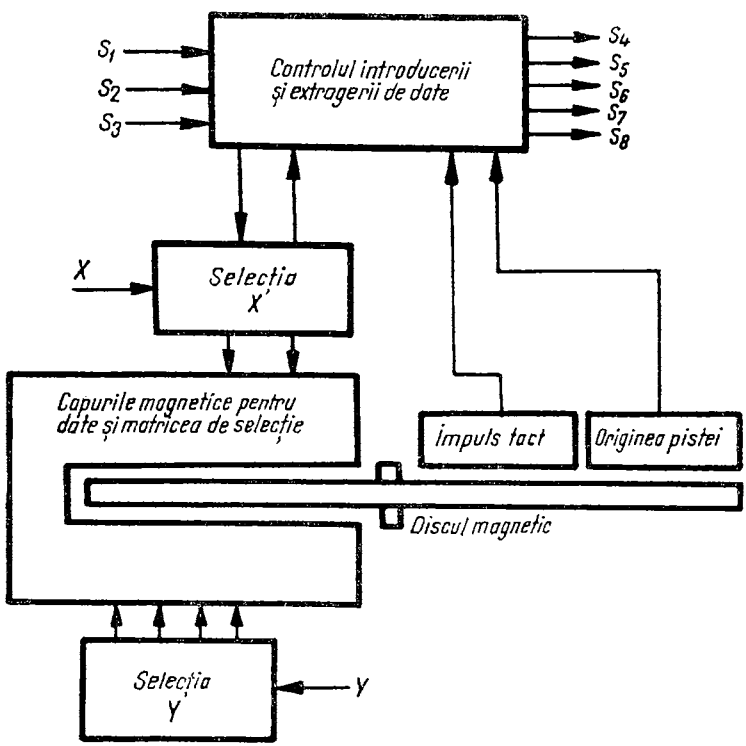


Fig. 17.5. Schema bloc a unui dispozitiv de memorare cu disc magnetic.

Pentru a asigura accesul direct la o anumită informație înregistrată pe disc, trebuie specificate întîi coordonatele X și Y. Numerele atribuite celor două coordonate constituie adresa din memorie. După localizarea adresei

începe introducerea sau extragerea datelor. S_1 selectează capul magnetic. Urmează un semnal S_2 de introducere a datelor, ce vor fi înregistrate în serie, în sectorul respectiv. S_3 comandă extragerea informației de pe adresa specificată. S_4 este un semnal de temporizarea a întroducerii și extragerii de date dintr-un anumit sector. S_5 conține seria de date extrase prin capul magnetic din adresa selectată. S_6 generează semnalul de pornire a operațiilor. S_7 oprește extragerea de date pe o durată de aproximativ 200 μs după o comandă de schimbare a unui cap magnetic.

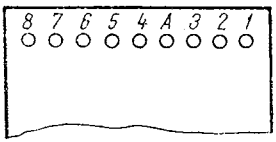


Fig. 17.6. Banda perforată.

Pentru a efectua o înregistrare se selectează întîi pista prin activarea liniilor X și Y, inclusiv capul magnetic corespunzător. După detectarea originii zonei se localizează sectorul destinat înregistrării. Similar are loc extragerea informației dintr-un sector specificat.

Banda perforată este al doilea tip de memorie utilizat de un sistem de măsură automat. O bandă standard utilizează 8 canale, figura 17.6.

Cuvintele de cod se înscriu în pozițiile 1, 2, 3, 4, iar cifra de paritate în coloana 8. Unității îi corespunde o perforație în poziția respectivă. Impulsurile generate prin perforațiile de pe coloana A servesc ca impulsuri de tact pentru avansul benzii și localizarea unui cuvînt de cod. Începutul unui program este marcat prin combinația 111 la coloanele 5, 6, 7, care vor avea valoarea 0 în toate celelalte situații. Citirea benzii se face cu un sistem optic, a cărui schemă simplificată este prezentată în figura 17.7.

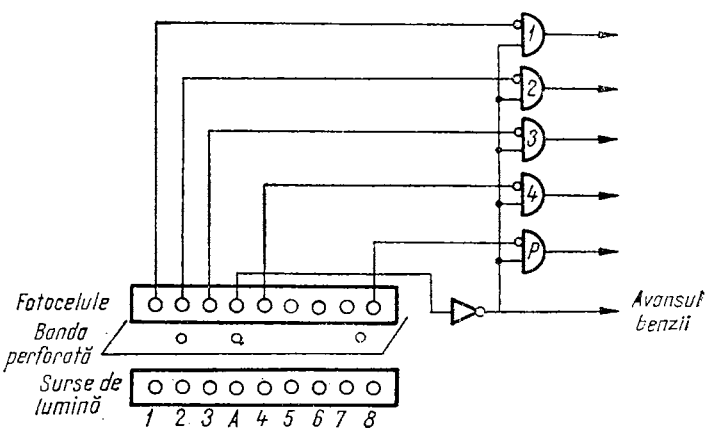


Fig. 17.7. Cititorul de bandă perforată.

Informația se citește pe coloanele 1, 2, 3, 4, plus cifra de paritate. Cei patru biți ai unui caracter se extrag în paralel, transferul în registrul de deplasare făcîndu-se direct. Impulsurile de tact pentru registrul de deplasare sînt furnizate tot de coloana A. În comparație cu discul magnetic, la banda perfo-

rată viteza de introducere și extragere a datelor este mult mai mică. În schimb elimină convertorul serie-paralel utilizat la transferul informației de pe discul magnetic în registrul de deplasare.

Unitatea de control

Unitatea de control este partea cea mai complexă a unui sistem de măsură automat. Transferarea informațiilor din unitățile de memorie se face în registrele de deplasare ale blocului de control. O celulă a registrului corespunde unui caracter format din patru biți. Lungimea unui cuvînt de cod depinde de numărul de celule ce compun registrul de deplasare. Aici se stochează datele pentru programarea instrumentelor de măsură, surselor de alimentare, generatoarelor de impulsuri etc. Biții sînt extrași în serie de pe un disc magnetic sau în paralel de pe o bandă perforată. Pentru introducerea unui caracter într-o celulă a registrului de deplasare, în cazul utilizării discului magnetic este necesar un convertor serie-paralel.

Modul de extragere a unei secvențe de măsurare de pe un disc magnetic este ilustrat în figura 17.8.

La sosirea ultimului bit din grupul de cinci, se verifică paritatea. Dacă se detectează o eroare, o rutină specială reia întreaga secvență. Dacă eroarea

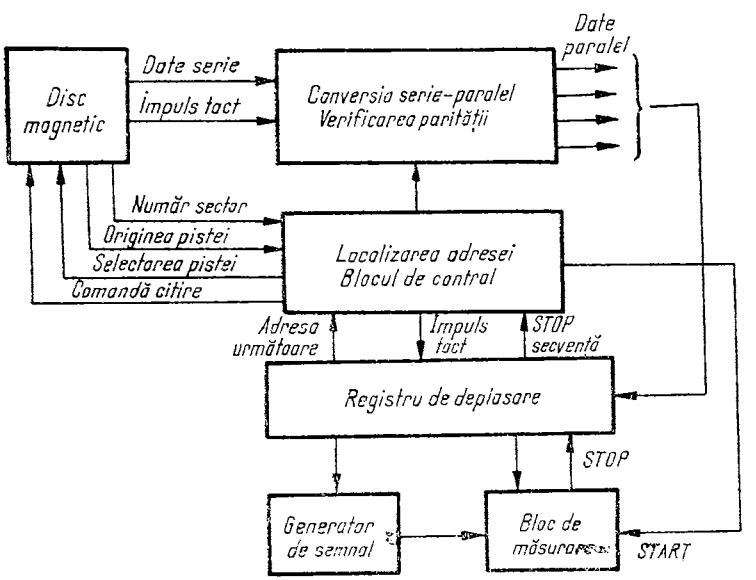


Fig. 17.8. Schema de extragere a unei secvențe de pe un disc magnetic.

persistă, se avertizează operatorul care oprește procesul. După verificarea parității toți cei patru biți sînt disponibili pe patru linii paralel și primul caracter este introdus în registrul de deplasare.

Pentru a porni o măsurătoare, blocul de control dă un impuls Start blocului de control, prin registrul de deplasare, terminarea operației. La sosirea semnalului ce marchează sfîrșitul secvenței de măsurare, blocul de control declanșează un nou ciclu. Caracterele următoare, extrase de pe disc, vor identifica adresa următoare, unde sînt înscrise datele program pentru un nou ciclu de măsurări.

Un program pentru un ciclu complet de măsurări este cuprins în tabelul din figura 17.9.

Car. nr.	8	4	2	1		
1	0	1	1	0	Adresa prezentă	
2	0	0	1	0		
3	0	1	0	1		
4	1	1	1	0	Adresa următoare	
5	0	1	1	1		
6	0	0	1	1		
7	E = 8	E = 4	E = 2	E = 1	Decadă	
8	—	T = 4	T = 2	T = 1	Multiplicator	
9	8000	4000	2000	1000	Întîrziere	
10	800	400	200	100		
11	80	40	20	10		
12	8	4	2	1		
13	Semn tensiune de decalaj	A_4	A_2	A_1	Coeficient de deviație	Canal A
14	800	400	200	100	Tensiune de decalaj [mV]	
15	80	40	20	10		
16	5	—	Filtrare	—		
17	Semn tensiune de decalaj	B_4	B_2	B_1	Coeficient de deviație	Canal B
18	800	400	200	100	Tensiune de decalaj [mV]	
19	80	40	20	10		
20	5	—	—	—		

Car. nr.	8	4	2	1		
21	8	4	2	1	Poziția nivelului 0%	Canal A
22	0,5	4	2	Tensiune		
23	8	4	2	1	Poziția nivelului 100%	
24	0,5	4	2	Comutator la masă A		
25	8	4	2	1	Poziția nivelului 0%	Canal B
26	0,5	4	2	N măsurări		
27	8	4	2	1	Poziția nivelului 100%	
28	0,5	4	2	Comutator la masă B		
29	Canal B	mm Oriz.	% Între	mm sub	START	
30	Referință 100	Pantă neg.	Al doilea impuls	Inhibiția ad. la zero		
31	80	40	20	10		
32	8	4	2	1		
33	Canal B	mm Oriz.	% Între	mm sub	STOP	
34	Referință 100	Pantă neg.	Al doilea impuls	Scalare externă		
35	80	40	20	10		
36	8	4	2	1		
37	Ext. 2	Minus	2000	1000	Limita superioară	
38	800	400	200	100		
39	80	40	20	10		
40	8	4	2	1		
41	Ext: 5	Minus	2000	1000	Limita inferioară	
42	800	400	200	100		
43	80	40	20	10		
44	8	4	2	1		

Car. nr.	8	4	2	1	
45	2	3	4	Nixie V	Afișaj
46	NIXIE S	NIXIE M	NIXIE μ	NIXIE N	
47	Derivație peste limită	O singură măsurare	Derivație sub limită	Ciclu rapid	Opțiuni
48	STOP peste limita super.	STOP între limite	STOP sub limita inferioară	Întîrziere	
49					Dispozitiv de fixare
50					
51					
52					
53					
54					
55					
56					
57	MINUS	40,00	20,00	10,00	Sursa A
58	8,00	4,00	2,00	1,00	
59	0,80	0,40	0,20	0,10	
60	0,08	0,04	0,02	0,01	
61	MINUS	40,00	20,00	10,00	Sursa B
62	8,00	4,00	2,00	1,00	
63	0,80	0,40	0,20	0,10	
64	0,08	0,04	0,02	0,01	
65	MINUS	40,00	20,00	10,00	Sursa C
66	8,00	4,00	2,00	1,00	
67	0,80	0,40	0,20	0,10	
68	0,08	0,04	0,02	0,01	

Car. nr.	8	4	2	1	
69	MINUS	40,00	20,00	10,00	Sursa D
70	8,00	4,00	2,00	1,00	
71	0,80	0,40	0,20	0,10	
72	0,08	0,04	0,02	0,01	
73	—	—	—	—	S Întîrziere
74	10 μs	1 μs	100 ns	—	
75	40,0	20,0	10,0	5,0	P(M — 5 = P)
76	4,0	2,0	1,0	0,5	
77	Întîrziat (S)	Dublu	Tren de impuls	Cu circuit poartă	S Mod de lucru
78	1 ms	100 μs	10 μs	1 μs	S Perioadă
79	8,0	4,0	2,0	1,0	P(M — 1 = P)
80	0,8	0,4	0,2	0,1	
81	10 μs	1 μs	100 ns	1,0 V	S Durată (gamă)/amplitudine (gamă)
82	0,5 V	1 μs	100 ns	10 ns	S Amplitudine (gamă)/tc, tr (gamă)
83	Tensiune de decalaj	4,0	2,0	1,0	P Tensiune de decalaj (M = P)
84	0,8	0,4	0,2	0,1	
85	40,0	20,0	10,0	5,0	Durată P (M — 5 = P)
86	4,0	2,0	1,0	0,5	
87	Polaritate (S)	4,0	2,0	1,0	Polaritate/amplitudine P (M — 2 = P)
88	0,8	0,4	0,2	0,1	
89	8,0	4,0	2,0	1,0	P t_c (M — 1 = P)
90	0,8	0,4	0,2	0,1	

Car. nr.	8	4	2	1	
91	8,0	4,0	2,0	1,0	t_r P(M — 1 = P)
92	0,8	0,4	0,2	0,1	
93	—	4 V	2 V	1 V	Amplitudine
94	0,5 V	—	200 ns	100 ns	Amplitudine/Durată
95	80 ns	40 ns	20 ns	10 ns	Durată
96	8 ns	4 ns	2 ns	1 ns	

Fig. 17.9. Programul sistemului de măsură.

Într-un șir de caractere, ce reprezintă programul unei secvențe de măsurare, primele trei caractere definesc adresa prezentă, de pe care se face citirea datelor, iar caracterele 4, 5, 6, adresa următoare. Biții 1, 2, 4, din caracterul 1, respectiv 4, definesc pista pe care se situează sectorul căutat. Numerotarea pistelor se face de la 0 la 7. În exemplul din figura 17.9, adresele sînt localizate pe pista 6. Sectoarele dintr-o pistă se numerotează de la 0 la 199. Biții 8 din caracterele 1 și 4 reprezintă a doua cifră semnificativă a adresei, putînd avea valoarea *0* sau *1*. Caracterele 2, 3 și 5, 6 completează numărul sectorului. În exemplul indicat, adresa prezentă este 6025, iar adresa următoare este 6172.

Pentru a mări la maximum viteza de lucru a sistemului, operatorul poate folosi un mod de lucru special. La pornirea unei secvențe de măsurare se indică adresa inițială. La terminarea secvenței se va căuta sectorul corespunzător adresei următoare. Dacă adresa următoare este arbitrară, va fi necesar ca discul să revină la originea pistei și să înceapă numărătoarea sectoarelor pînă la găsirea celui indicat. Astfel se adaugă timpului efectiv de măsurare, timpul unei rotații complete a discului. Pentru sistemele rapide aceasta poate constitui o pierdere inutilă de timp. Eliminarea acestui interval se face prin indicarea, la terminarea unei secvențe de măsurare, a adresei celei mai accesibile din punctul respectiv.

Secvența de măsurare continuă pînă cînd se epuizează datele stocate în registrul de deplasare al blocului de control. Ultimele două caractere, 47 și 48, conțin specificări referitoare la modul de desfășurare a secvenței de măsurare.

Sursele de alimentare și generatoarele de impulsuri au nevoie de un timp de stabilizare a nivelelor și proceselor tranzitorii. Pentru o măsurare corectă, programatorul trebuie să introducă o întîrziere corespunzătoare acestui timp de stabilizare, între aplicarea surselor de semnal și efectuarea măsurării pro-

priu-zise. Bitul 1 din caracterul 48 comandă un circuit de întîrziere inclus în unitatea de măsurare.

Bitul 1 din caracterul 47 accelerează procesul de măsurare.

Blocul de măsurare compară rezultatele măsurărilor cu limitele impuse și va semnaliza concluzia acestei comparații. Ciclul de măsurare poate fi astfel programat ca în cazul cînd caracteristicile dispozitivului măsurat nu se includ între limitele impuse, măsurătoarea să fie repetată, după care secvența poate continua. Dacă însă, din economie de timp, operatorul dorește ca măsurarea să se efectueze o singură dată, va programa 1 pentru bitul 4 din caracterul 47.

Biții 8 și 2 din caracterul 47 asigură o libertate de decizie pentru sistem. Dacă un anumit test dă un rezultat care este în afara limitelor impuse, în sens pozitiv, se poate iniția o secvență derivație în program, dispozitivul testat fiind trecut într-o categorie cu caracteristici superioare. De exemplu, timpul de comutație a unui tranzistor este mai mic decît cel normal pentru clasa corespunzătoare, tranzistorul poate intra într-o categorie superioară, cerînd o altă serie de teste. Dacă o astfel de ramificație are loc, adresa următoare va fi modificată automat.

Diagrama din figura 17.10 descrie procesul ce are loc de-a lungul unei secvențe de măsurare.

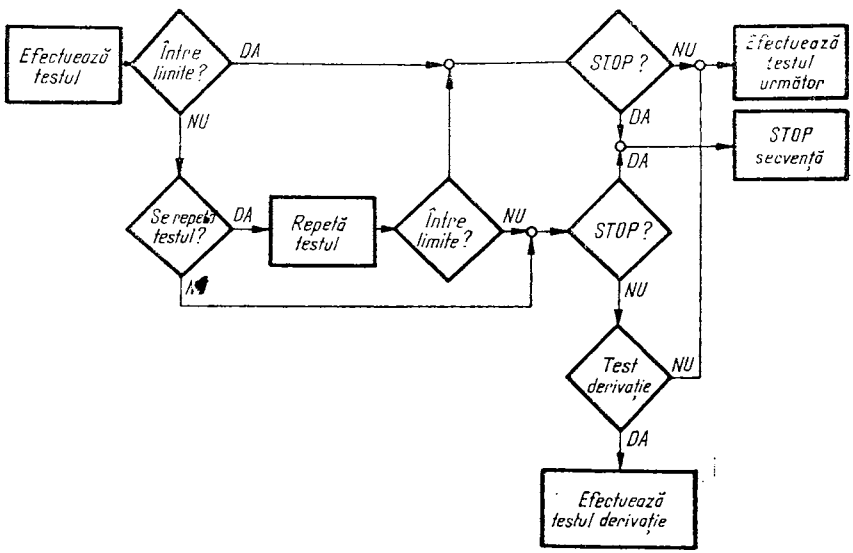


Fig. 17.10. Diagrama unei secvențe de măsurare cu dublă cale.

Se efectuează testul conform programului înscris în adresa prezentă. După efectuarea testului, blocul de control trebuie să ia o serie de decizii. Prima întrebare este: "Este rezultatul măsurării între limitele impuse?". Dacă răspunsul este "da", secvența poate fi oprită aici sau se poate trece la adresa următoare. Dacă rezultatul este în afara limitelor impuse testul se

poate repeta sau nu. Dacă măsurarea se repetă, rezultatul se verifică din nou. Dacă rezultatul comparației este negativ, secvența se poate opri sau se poate declanșa un șir de teste derivație cu noi limite. Dispozitivele se pot astfel clasa în categorii.

Figura 17.11 prezintă o schemă mai complexă de testare.

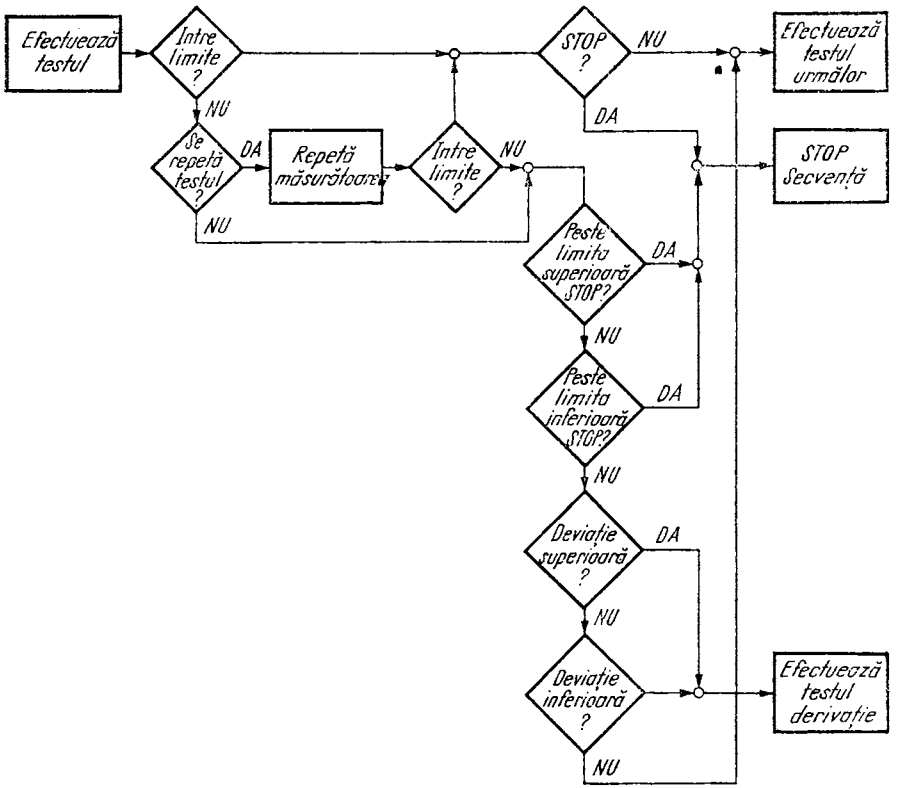


Fig. 17.11. Diagrama unei secvențe cu dublă cale și test derivație.

Capacitatea de decizie a sistemului este similară cu a unui calculator. Orice derivație poate iniția o nouă secvență cu noi posibilități de decizie. Complexitatea schemei de testare depinde doar de numărul maxim de măsurări ce pot fi programate din unitatea de memorie.

Dacă sistemul de măsură utilizează banda perforată ca unitate de memorie, schema bloc este cea din figura 17.12.

De la cititorul de bandă perforată, datele sosesc pe patru căi paralele, a cincia cale transmite cifra de paritate. După verificarea parității, datele sînt introduse în registrul de deplasare. Dacă se detectează o eroare la verificarea parității, cel mai probabil este că perforarea s-a făcut defectuos. Cititorul de

bandă este un dispozitiv unidirecțional, așa că nu rămîne decît să se oprească banda. Pentru reluarea secvenței este necesară reînserarea părții respective.

După completarea capacității registrului de deplasare, se efectuează testele conform programului. Terminarea unei măsurări se comunică registrului de deplasare și blocului de control, pentru a se trece la o nouă secvență.

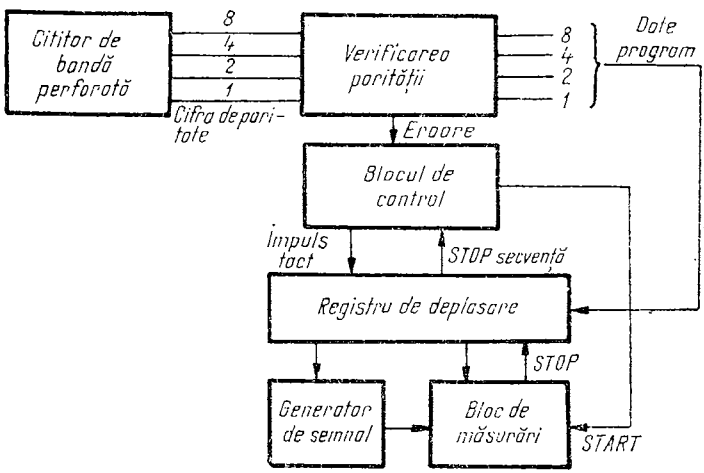


Fig. 17.12. Schema bloc a modulului de extragere a secvenței de test de pe banda perforată.

O secvență de măsurare poate fi transferată de pe discul magnetic pe banda perforată și invers.

La comanda Start, datele extrase de pe banda perforată sînt introduse în registrul de deplasare. La completarea capacității, se comută automat la înscrierea pe discul magnetic a datelor din registru. Datele trebuie să conțină informațiile privitoare la adresa prezentă și următoare. Se trece apoi la o nouă secvență, pe cînd toate datele de pe bandă au fost extrase și transcrise pe disc.

Transferul invers, de pe discul magnetic pe banda perforată, face posibilă o stocare a tuturor testelor într-o copie permanentă. Un disc poate fi șters accidental, în timp ce banda nu-și pierde informația pînă la distrugerea fizică a ei.

17.4.2. BLOCUL DE MĂSURĂRI

Blocul de măsurări cuprinde un osciloscop universal cu două spoturi și un sertar de eșantionare. Aparatul în sine nu conține decît o sursă de alimentare, un tub catodic cu circuitele asociate și un calibrator de amplitudine. Caracteristicile, osciloscopului sînt determinate de amplificatoarele pe verticală și baza de timp, atașabile sub formă de sertare. Amplificatorul pe verticală conține o unitate de eșantionare programabilă.

Osciloscopului cu eșantionare i se atașează o unitate numerică de măsură, UNM. Informația analogică furnizată de modulul de eșantionare este aplicată acestei unități. Rolul unității numerice de măsură este de a realiza o conversie analog-numerică a mărimilor de intrare, iar apoi măsurarea lor și afișarea rezultatelor.

Unitatea numerică de măsurare este capabilă să efectueze măsurări numerice automate de tensiuni și de timp. Ca voltmetru, unitatea măsoară nivele de semnal în diverse momente de timp, față de un potențial și moment de referință. Măsurările de timp au ca obiect duratele fronturilor impulsurilor duratele impulsurilor, intervalele de timp dintre două impulsuri.

Toate funcțiunile unității numerice de măsură sînt programabile, făcînd instrumentul capabil să efectueze o mare varietate de măsurări, cu o frecvență mare de repetiție a secvențelor. Afișarea rezultatelor se face numeric. În același timp se poate extrage rezultatul sub formă numerică în cod binar.

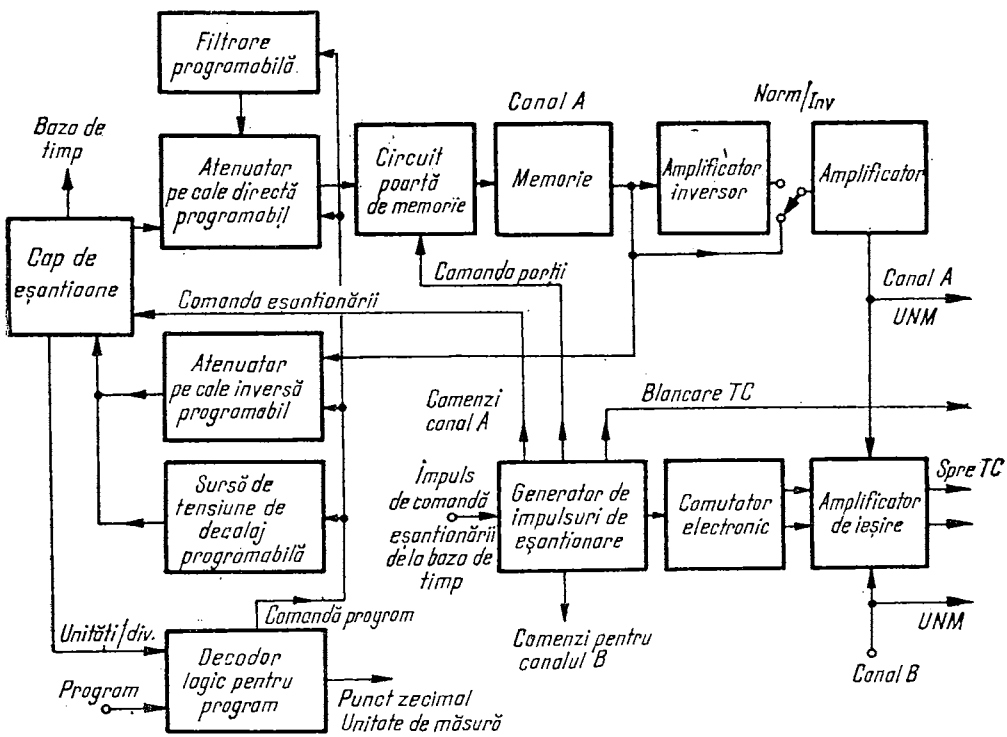


Fig. 17.13. Unitatea de eșantionare.

Unitatea de eșantionare programabilă

Osciloscopul cu eșantionare este cu două canale, *A* și *B*. În figura 17.13 este reprezentată unitatea de eșantionare a canalului *A*.

Un impuls de comandă de la baza de timp este aplicat generatorului de impulsuri de eșantionare. Impulsurile de la ieșirea generatorului comandă

pe de o parte puntea de eșantionare, pe de altă parte, poarta de memorie. Aceeași sursă generează impulsurile de blancare pentru tubul catodic, pe durata comutării spotului de pe un canal pe altul.

Aceleași comenzi se transmit și canalului *B*.

În funcție de starea stabilă a multivibratorului din comutatorul electronic, pe ecranul tubului catodic se afișează alternativ semnalul de pe canalul *A*, respectiv *B*.

La sosirea unui impuls de eșantionare se testează în același timp atît semnalul *A*, cît și semnalul *B*. Eșantioanele respective sînt transmise integral unității numerice de măsură. Pe ecranul osciloscopului se afișează doar jumătate din numărul total de eșantioane ale fiecărui canal.

Semnalul eșantionat în modulul de eșantionare este trecut printr-un amplificator de curent alternativ și un atenuator programabil.

În prezența unui impuls de comandă, eșantioanele trec printr-un circuit poartă și sînt reținute în circuitul de memorie. De la memorie, eșantioanele semnalului *A* sînt aplicate unui amplificator de ieșire, apoi plăcilor de deflexie ale tubului catodic.

De la circuitul de memorie, semnalul se aplică unui atenuator programabil, pe calea inversă, se însumează cu o tensiune de decalaj și polarizează puntea pentru noul eșantion. Rapoartele celor două atenuatoare sînt astfel alese încît cîștigul în buclă închisă să fie constant.

Datele din program sînt transmise blocurilor de un decodor logic. În program sînt prevăzute informații cu privire la tensiunea de decalaj, coeficientul de deviație și dacă o filtrare este necesară sau nu.

Unitățile de măsură și poziția punctului zecimal se transmit circuitului de afișare de la decodorul logic.

Programarea unui canal de eșantionare se face cu cîte patru caractere. Caracterele 13, 14, 15, 16 sînt destinate programării canalului *A*, iar caracterele 17, 18, 19, 20 canalului *B*.

Tabelele de adevăr pentru caracterele 13,..., 20 sînt indicate în figura 17.14.

Biții 8 din caracterul 13, respectiv 17, hotăresc semnul tensiunii de decalaj. Valorii 1 îi corespunde o tensiune de decalaj pozitivă, valorii 0, o tensiune de decalaj negativă. Caracterele 14, 15, respectiv 18, 19 și biții 8 din caracterele 16, respectiv 20, definesc valoarea tensiunii de decalaj. Bitul 2 din caracterul 16 prevede o filtrare pentru ambele canale.

Datele program pentru baza de timp sînt caracterele 7 și 8. Coeficientul de baleiaj se determină prin relația $T \times 10^{-E}$. De exemplu, pentru un coeficient de baleiaj de 5ns/div, caracterul 7 va avea forma 1001, deci $E = 9$, iar caracterul 8, —101, deci $T = 5$.

Întîrzierea liniei de întîrziere programabilă este stabilită de caracterele 9, 10, 11 și 12. Întîrzierea totală este suma valorilor corespunzătoare acestor caractere.

Caracterul 13 sau 17

Coeficient de deviație	4	2	1
200	0	0	0
100	0	0	1
50	0	1	0
20	0	1	1
10	1	0	1
5	1	1	0
2	1	1	1

Caracterul 14 sau 18
Tensiune de decalaj (ordinul sutelor)

mV	800	400	200	100
000	0	0	0	0
100	0	0	0	1
200	0	0	1	0
300	0	0	1	1
400	0	1	0	0
500	0	1	0	1
600	0	1	1	0
700	0	1	1	1
800	1	0	0	0
900	1	0	0	1

Caracterul 15 sau 19
Tensiune de decalaj (ordinul zecimal)

mV	80	40	20	10
00	0	0	0	0
10	0	0	0	1
20	0	0	1	0
30	0	0	1	1
40	0	1	0	0
50	0	1	0	1
60	0	1	1	0
70	0	1	1	1
80	1	0	0	0
90	1	0	0	1

Caracterul 16 sau 20
Tensiune de decalaj (ordinul unităților)

mV	S
0	0
5	1

Fig. 17.14. Tabele de adevăr pentru caracterele 13, 14, ..., 20.

Unitatea de măsură numerică

Unitatea de măsură numerică primește pentru prelucrare nivelele discrete ale semnalelor testate. Asupra acestor semnale se pot efectua măsurări de timp și tensiune.

Dacă se măsoară un interval de timp, trebuie comunicat aparatului momentele între care are loc măsurarea. Pentru măsurarea timpului de creștere se fixează momentele corespunzătoare nivelelor de 10% și 90% din amplitudine. Trebuie deci inițial stabilite nivelele de referință de 0% și 100%.

În figura 17.15 se prezintă unitatea numerică de măsură în regimul de măsurare a intervalelor de timp.

Semnalele preluate de la osciloscopul cu eșantionare sînt: tensiunea de baleiaj, un impuls pe durata bazei de timp, un șir de impulsuri de tact și cele două semnale corespunzătoare canalelor A și B, ce includ și tensiunile continue de decalaj ce poziționează imaginea pe ecran. Tensiunea de baleiaj este o tensiunea crescătoare în trepte. Deoarece treptele de tensiune sînt foarte mici, tensiunea crescătoare în trepte se poate aproxima cu o tensiune linear crescătoare.

Semnalele A, respectiv B, se aplică circuitelor de memorie. În aceste blocuri se reține nivelele de referință de 0% și 100% a semnalelor. Trebuie stabilită poziția pe ecranul osciloscopului a nivelelor de referință. Presupu-

nem că nivelul 0% apare la 1 cm de la originea bazei de timp. Acestei poziții îi corespunde o tensiune continuă de deviație de valoarea U. Un comparator va stabili momentul în care tensiunea de baleiaj egalează acest nivel și generează un semnal de comandă a memorizării. Un circuit de temporizare va stabili durata intervalului pe care se face memorizarea nivelului de referință 0%. În același mod se face memorizarea nivelului 100%. Este necesar un

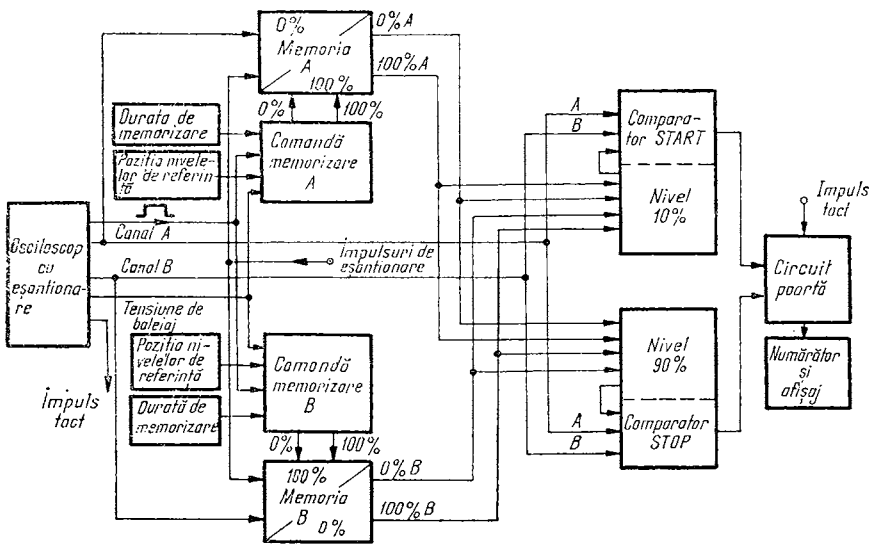


Fig. 17.15. Schema de măsură a intervalelor de timp.

prim baleiaj pentru încărcarea memoriei. Măsurarea propriu-zisă poate avea loc doar pe durata baleiajului următor.

Cunoscînd nivelele de tensiune ce reprezintă 0% și 100%, se pot determina valorile de tensiune ce reprezintă 10%, respectiv 90% din semnal.

Comparația nivelului 10% cu semnalul analizat are ca rezultat un impuls de la comparatorul „Start", care va deschide circuitul poartă. Impulsurile de tact vor trece spre numărător pînă la semnalul „Stop". Acest impuls va fi furnizat de comparatorul „Stop" în momentul în care tensiunea de la intrare atinge nivelul de 90%, figura 17.16.

Numărul de impulsuri numărate pe această durată este proporțional cu timpul de creștere al impulsului. Cunoscînd perioada impulsurilor de tact, afișarea rezultatului se face în unitățile scării de timp echivalent, indicîndu-se și poziția punctului zecimal.

Prin program se poate selecta măsurarea frontului pozitiv sau negativ. Diferența constă în modul de comandă a circuitului poartă. În primul caz, comanda circuitului poartă se face cu impulsuri negative, în al doilea caz, cu impulsuri pozitive.

Măsurarea tensiunii se bazează pe tehnica integrării. Față de cazul precedent, se adaugă în schemă un generator de tensiune linear crescătoare, cu panta dependentă de valoarea coeficientului de deviație.

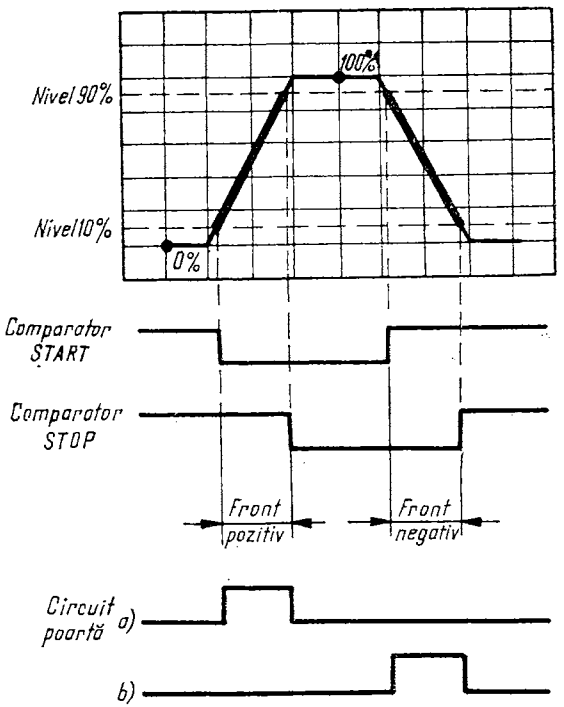


Fig. 17.16. Măsurarea timpilor de creștere și revenire.

În figura 17.17 se prezintă schema bloc a unității numerice funcționînd ca voltmetru.

Încărcarea memoriei la nivelele de 0% și 100% se face similar cazului măsurării intervalelor de timp. Diferență constă în modul de desfășurare a secvenței de măsurare propriu-zisă.

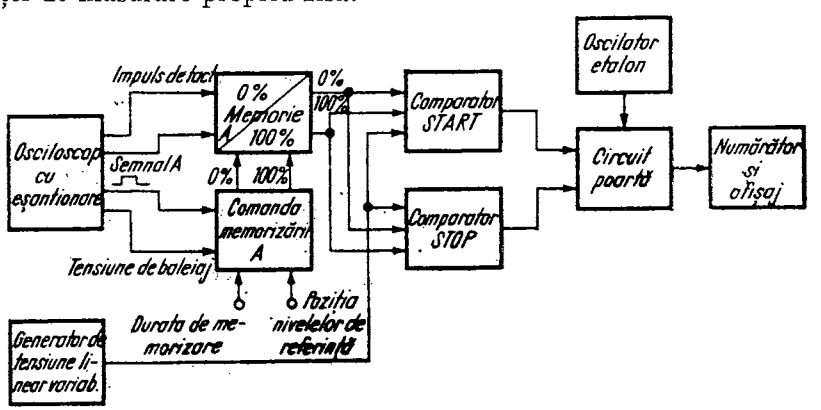


Fig. 17.17. Schema bloc a unității numerice de măsură, la funcționarea cu voltmetru.

Amplitudinea tensiunii linear crescătoare trebuie să acopere tot domeniul de măsură impus. Formele de undă în diverse puncte ale schemei sînt indicate în figura 17.18.

Cel mai adesea se cere măsurarea diferenței de tensiune între nivelele de 0% și 100%. În timpul primului baleiaj se memorizează cele două nivele. Cel de al doilea baleiaj declanșează secvența de măsură, odată cu tensiunea linear crescătoare. În momentul în care tensiunea linear variabilă egalează nivelul 0%, comparatorul „Start" dă un impuls ce deschide circuitul poartă. La egalizarea nivelului 100%, comparatorul „Stop" dă un impuls de închidere a circuitului poartă. Pe durata t_1, t_2 prin poartă trec impulsurile unui oscilator etalon spre numărător. Frecvența impulsurilor este astfel calculată, încît numărul de impulsuri înregistrate și afișate să corespundă numeric diferenței de tensiune dintre cele două nivele de referință.

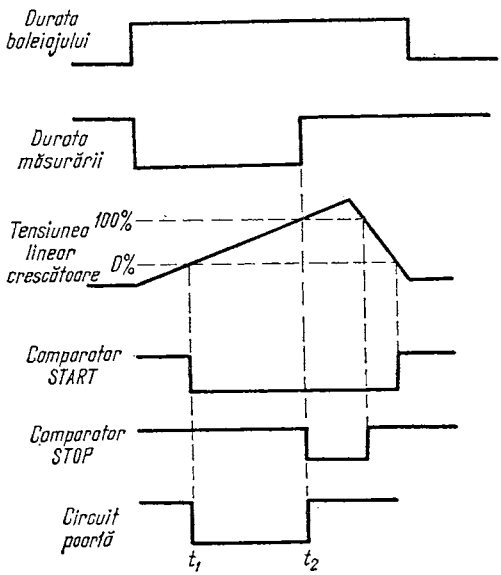


Fig. 17.18. Măsurarea tensiunilor cu unitatea numerică de măsură.

Pentru eliminarea erorilor datorate perturbațiilor aleatoare și a erorii de măsură de ± 1 digit, caracteristică aparatelor numerice, există două moduri de lucru. Măsurarea se poate efectua o singură dată, rezultatul fiind afectat de erorile menționate mai sus, sau se poate repeta de N ori, rezultatul afișat fiind în acest caz o medie a valorilor determinate. Timpul de afișare este reglabil.

Caracterele programului, care prin unitatea de control și programare, comandă partea de măsură sînt de la 21 la 47.

Caracterul 21 determină poziția nivelului de referință 0% a semnalului din canalul *A*. Bitul 8 va poziționa nivelul de 0% la 8 cm de la punctul de declanșare al baleiajului, bitul 4 la 4 cm, bitul 2 la 2 cm, bitul 1 la 1 cm, bitul 8 al caracterului 22, la 0,5 cm. Acești 5 biți sînt aditivi. Dacă pe toate aceste 5 poziții avem 0, nivelul 0% se poziționează chiar la începutul baleiajului. Pentru a situa, de exemplu, la 3,5 cm, caracterul 21 va avea forma 0101, iar bitul 8 al caracterului 22 va avea valoarea 1. Dacă diametrul ecranului tubului catodic este de 10 cm, combinațiile nu vor putea depăși această cifră. Caracterul 22, prin biții 4 și 2 controlează durata memorizării nivelului de referință de 0%. Dacă bitul 2 sau 4 au valoarea 1, durata de memorizare corespunde la 2, respectiv 4 cm de baleiaj. Dacă însă ambii biți au valoarea 0, durata de memorizare are o valoare minimă, stabilită prin proiectare. Dacă însă atît bitul 4, cît și 2 au valoarea 1, zona de memorizare se extinde pe tot ecranul.

Poziția 1 a caracterului 22 stabilește regimul de funcționare al unității numerice. Programînd 1 pentru caracterul 22, bitul 1, unitatea numerică de măsură va funcționa ca voltmetru. Programînd 0 pentru această poziție, unitatea măsoară intervale de timp.

Bitul 1 din caracterul 24 are o funcție specială, legată de specificul sistemului. Culegerea și eșantionarea semnalelor se pot face la distanțe relativ mari de sistemul propriu-zis. Nivelul de referință de 0%, poate aluneca cu sute de mV deasupra sau sub potențialul punctului de masă, din cauza căderilor de tensiune pe contacte, linii lungi etc. Este necesară aducerea nivelului de 0% la potențialul punctului de masă printr-un comutator cu două poziții; o poziție pe linia de semnal, a doua poziție la punctul de masă. Conectarea comutatorului canalului *A* la masă se face prin bitul 1 al caracterului 24. Caracteristicile 25, 26, 27 și 28 au aceleași funcții pentru canalul *B*, ca și caracterele 21, 22, 23 și 24, pentru canalul *A*. Singura deosebire există la poziția 1 a caracterului 26. Valoarea 1 pe această poziție face ca o măsură să se repete de 8 ori. Rezultatul final va fi o medie a celor 8 măsurări.

Caracterele 29, 30, 31 și 32 se referă la modul și punctul de declanșare a măsurărilor. Bitul 8 al caracterului 29 stabilește canalul pe care se face măsurarea.

În modul de lucru stabilit de bitul 4 al caracterului 29, momentul de referință în timp este punctul de declanșare al baleiajului. Măsurarea se face deci la Xmm de la originea bazei de timp. Bitul 2 comandă măsurarea intervalului de timp între nivelele de referință de 0% și 100%. Dacă bitul 1 are valoarea 1, măsurarea este programată la Xmm față de un nivel de referință înmagazinat în memorie. Bitul 8 al caracterului 30, determină punctul de start al măsurării la Xmm sau *Y*% peste sau sub nivelul de referință de 100%. Dacă bitul are valoarea 0, punctul de start se compară cu nivelul de 0%. Valoarea 0 pentru bitul 4 al caracterului 30 programează măsurarea pe panta pozitivă a impulsului, valoarea 1, pe panta negativă a aceluiași impuls. Există posibilitatea de a selecta primul sau al doilea impuls dintr-un șir, pentru a efectua măsurarea. Această alegere o face bitul 2 al caracterului 30. Circuitul de aducere la zero automat al unității numerice este inhibat de bitul 1 al caracterului 30.

Tensiunea de decalaj pentru comparatorul „Start" se programează prin caracterele 31 și 32.

Caracterele 33, 34, 35, 36 au aceleași semnificații, numai că se referă la sfîrșitul măsurării.

Caracterul 34, prin bitul 1 introduce o scalare externă și anume, se poate face o divizare automată cu 2, respectiv 5 cu ajutorul biților 8, ai caracterelor 37 și 41.

Caracterul 45 fixează poziția punctului zecimal. Bitul 8 poziționează punctul zecimal la 10^{-2}, 4 la 10^{-3}, 2 la 10^{-4}. Caracterul 46 și bitul 1 din caracterul 45 comandă afișarea unității de măsură.

Blocul de măsură dă posibilitatea comparării rezultatelor măsurărilor cu limitele de funcționare normală ale dispozitivului testat. Caracterele 37, 38, 39 și 40 programează limita superioară, 41, 42, 43, și 44, limita inferioară între care trebuie să se încadreze rezultatele măsurărilor.

Caracterul 47 oferă posibilitatea reducerii timpului de măsură prin variația densității punctelor de testare a semnalului. Numărul punctelor de eșantionare pe cm are două valori, 100 puncte/cm și 10 puncte/cm. Lucrînd cu limita superioară, viteza de măsură este scăzută, dar reducînd numărul punctelor la limita inferioară, scade simțitor precizia de măsură. Se poate face un compromis. În zonele de încărcare a memoriei la nivelele de referință de 0% și 100%, densitatea punctelor este maximă, iar în afara acestor zone, densitatea este minimă. În această situație, precizia este maximă și timpul de măsură se poate reduce cu 30%.

17.5. GENERATOARE DE SEMNALE DE TEST

17.5.1. GENERATOARE DE IMPULSURI PROGRAMABILE

Sursa de semnale de test este un generator de impulsuri programabil. Caracteristicile impulsurilor ce pot fi programate sînt frecvența de repetiție, amplitudinea, durata și fronturile.

Schema unui astfel de generator este reprezentată în figura 17.19.

Generatorul de impulsuri propriu-zis este un multivibrator. Constanta de timp a multivibratorului va stabili perioada impulsurilor. În exemplul

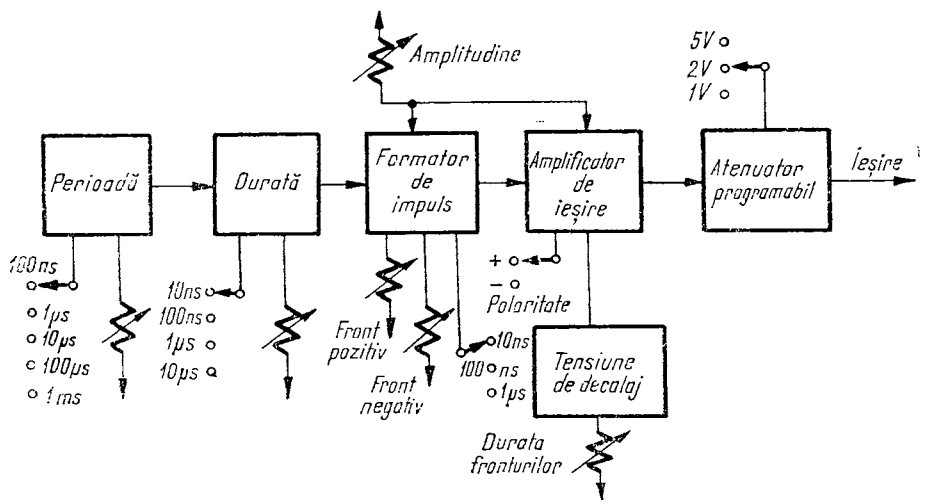


Fig. 17.19. Generator de impulsuri programabil.

din figură, gamele de perioadă sînt 100 ns, 1 μs, 10 μs, 100 μs, 1 ms. Variația continuă a perioadei în cadrul fiecărei game se face cu un potențiometru, între limitele x1 și x11.

Frecvența maximă corespunde perioadei 1x100ns și este 10 MHz. Frecfența minimă este de 91 Hz, corespunzător la perioada maximă de 1 msx11.

Impulsurile se aplică apoi unui circuit basculant monostabil.

Timpul de revenire al circuitului basculant monostabil din starea nestabilă, în cea stabilă determină durata impulsurilor, reglabilă în trepte de 10 ns, 100 ns 1 μs și 10 μs și continuu în cadrul fiecărei game, printr-un potențiometru, între limitele x 5 și x 55.

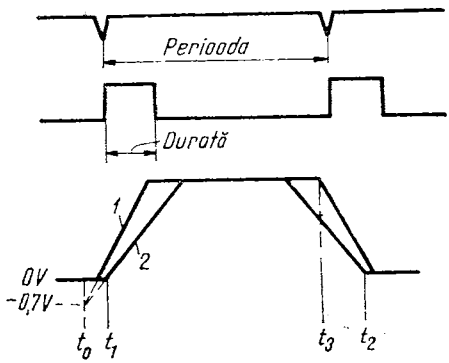


Fig. 17.20. Forma impulsului cu parametrii programabili.

După ce s-a stabilit perioada și lățimea impulsului, acestea se aplică unui formator de impulsuri. Aici se va impune durata fronturilor pozitive și negative. Amplificatorul de ieșire va stabili amplitudinea impulsurilor. Forma semnalului de ieșire din generatorul de impulsuri programabil este arătată în figura 17.20.

Schema formatorului de impulsuri este prezentată în figura 17.21. Fronturile impulsurilor sînt două tensiuni linear crescătoare, cu pantă reglabilă. Tensiunea linear crescătoare se obține prin injectarea în capacitorul C a doi curenți, constanți de valori reglabile și polaritate opusă.

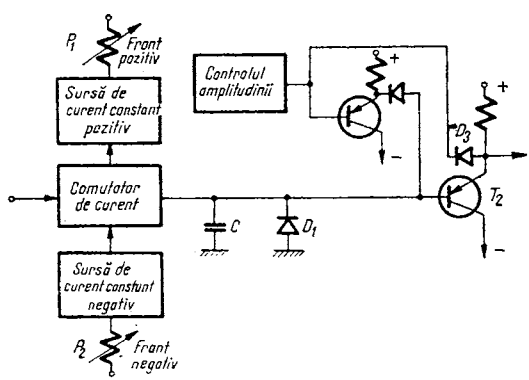


Fig. 17.21. Formatorul de impulsuri.

Tensiunea de pornire pe capacitorul C este $-0,7$ V, de pe dioda D_1. La apariția unui impuls de la circuitul basculant monostabil, comutatorul de curent aplică sursa de curent pozitiv constant pe capacitorul C, generînd frontul anterior al impulsului de ieșire. Timpul de creștere al impulsului depinde

de valoarea curentului, reglabilă prin potențiometrul P_1. Pînă cînd tensiunea pe capacitor nu depășește OV, nu apare impuls la ieșire. Pentru valori mici ale timpilor de creștere și revenire, diferența între momentele t_0 și t_1 este mică. Dar pentru cazul doi din figură, cînd duratele fronturilor sînt mai mari, momentul t_1 de apariție impulsului de ieșire este considerabil diferit de t_0, adevăratul moment de declanșare a impulsului. Așadar, aparent, durata impulsului variază în funcție de valorile timpilor de creștere și revenire.

Tensiunea de la bornele condensatorului C crește linear pînă cînd se deschide dioda D_2. Tensiunea de polarizare a catodului diodei va stabili amplitudinea impulsului.

Cînd impulsul de intrare în formator trece pe frontul posterior, comutatorul de curent aplică pe capacitor sursa de curent constant negativ. Valoarea curentului fiind reglabilă, se poate varia și timpul de revenire al impulsului.

Schimbarea în game a timpilor de creștere și revenire se face prin comutarea capacitorilor C.

Impulsul astfel format se aplică amplificatorului de ieșire care are mai multe roluri. În primul rînd, realizează o limitare a impulsurilor. Nivelul programat pentru impuls se aplică atît formatorului de impuls, cît și amplificatorului de ieșire. Impulsul poate fi inversat, obținîndu-se astfel și impulsuri de polaritate negativă. Rolul principal este de a amplifica impulsul și de a-l însuma cu tensiunea de decalaj programată.

Tensiunea continuă de decalaj poate lua valori între 0 și $\pm$ 5V. Amplitudinea maximă de ieșire este 10 V, plus tensiunea de decalaj de $\pm$ 5V. Ieșirea amplificatorului se face pe un atenuator programabil. Există trei poziții pentru atenuator : x1, x2, x5.

Generatorul poate lucra în diverse moduri. Poate genera un impuls singular, ce se repetă cu o perioadă impusă. Poate genera o pereche de impulsuri identice. Cel de al doilea impuls este întîrziat față de cel precedent cu un interval reglabil. În sfîrșit poate genera un tren de impulsuri pe un interval de timp stabilit prin program.

Modul de generare al impulsurilor duble este ilustrat în figura 17.22.

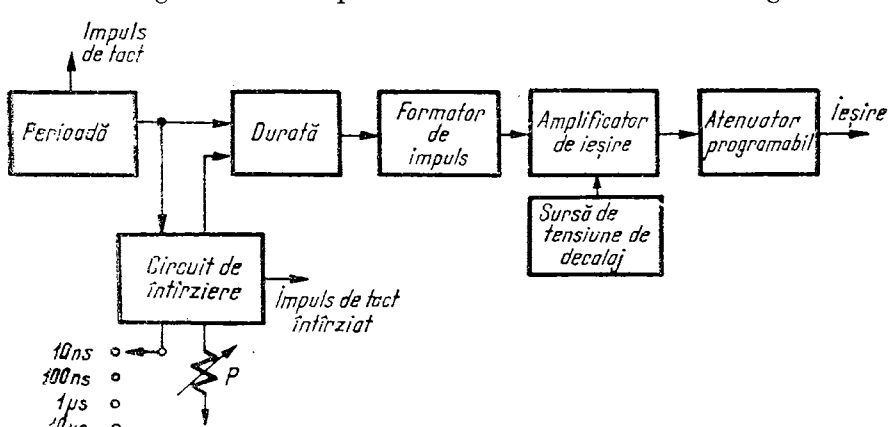


Fig. 17.22. Generator programabil de impulsuri duble.

Multivibratorul dă un impuls ce se aplică atît circuitului basculant monostabil, cît și unui circuit de întîrziere. Circuitul basculant monostabil va genera un prim impuls de durată stabilită de constanta de timp de revenire a circuitului. Circuitul de întîrziere este tot un circuit basculant monostabil. Constanta de timp este reglabilă prin potențiometrul P, factorul de multiplicare variind între x5 și x55. Așadar întîrzierea minimă este de 50 ns, maximă de 550 μs. Revenind în starea stabilă, circuitul de întîrziere dă un impuls circuitului basculant monostabil, care va stabili durata celui de al doilea impuls de ieșire, figura 17.23.

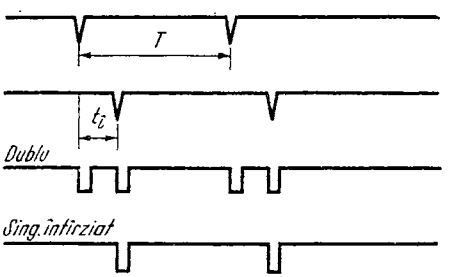


Fig. 17.23. Modul de generare a perechilor de impulsuri.

Circuitul de întîrziere are o ieșire ce furnizează impulsurile de tact întîrziate. Aceste impulsuri comandă unitatea numerică de măsură, care va determina răspunsul circuitelor testate doar la cel de al doilea impuls. Într-un mod similar se poate genera un impuls singular întîrziat față de impulsul de tact de la ieșirea multivibratorului. Impulsul de la ieșirea multivibratorului se aplică exclusiv circuitului de întîrziere. Impulsul de revenire al circuitului de întîrziere se aplică circuitului basculant monostabil.

Pentru a genera un tren de impulsuri identice pe un interval de timp prestabilit este necesar un impuls de comandă extern de declanșare și un circuit de temporizare care va opri trenul de impulsuri. Circuitul de întîrziere va stabili prin constanta de timp proprie, lungimea trenului de impulsuri. Un impuls de comandă extern va porni multivibratorul și va trece circuitul monostabil din circuitul de întîrziere în starea nestabilă. Pe durata de revenire, multivibratorul generează un șir de impulsuri identice. Impulsul de revenire a circuitului de întîrziere va bloca generatorul de impulsuri. Durata minimă a trenului de impulsuri este de 50 ns, maximă de 550 μs. În rest funcționarea circuitului este identică cu cazul generării impulsurilor singulare.

Există posibilitatea ca durata trenului de impulsuri să fie impusă printr-o comandă externă. Un circuit poartă extern va stabili durata de funcționare a multivibratorului.

Deoarece parametrii impulsurilor pot fi variați în limite foarte largi, este necesar să se țină cont de o serie de restricții. În primul rînd, evident, durata impulsurilor nu poate fi stabilită la o valoare mai mare decît perioada. În cazul funcționării ca generator de perechi de impulsuri, este obligator ca constanta circuitului de întîrziere să fie mai mică decît perioada. În extrema cealaltă, întîrzierea poate fi prea mică. Circuitul formator de impulsuri nu a completat primul impuls și pornește cel de al doilea. În acest caz impulsul întîrziat pur și simplu dispare. O a treia problemă este legată de timpii de creștere și revenire ale impulsurilor. Dacă sînt prea apropiați de valoarea duratei și perioadei impulsului, s-ar putea ca palierul impulsului să dispară, amplitudinea nefiind astfel controlabilă. Calea cea mai simplă de a evita aceste probleme este de a schița forma de undă înainte de a alcătui programul.

Toți parametrii generatorului de impulsuri sînt programabili. Următoarele funcții pot fi programate numeric: modul de lucru, gama de perioadă, întîrzierea sau durata trenului de impulsuri, gama de durată, de amplitudine, polaritatea, gama timpilor de creștere și revenire. Șapte funcții sînt programabile analogic, și anume: reglajele continue ale perioadei, întîrzierii sau duratei trenului de impulsuri, amplitudinii, tensiunii de decalaj, timpului de creștere și revenire.

Caracterele destinate programării generatorului de impulsuri sînt cele cuprinse între pozițiile 74 și 92, inclusiv. Un bit este nefolosit, așadar în total 75 biți sînt destinați programării. Pentru mărimile programabile analogic trebuie introdusă în circuit cîte o rezistență. În program, cu litera S s-au notat funcțiile programabile numeric, cu P cele programabile analogic. În același tabel se indică și formulele de corecție pentru acele caractere care programează reglaje continue.

Pentru amplitudine este prevăzut un ordin de multiplicare între x2 și x10 și x5 la x55, pentru constanta de timp de întîrziere. Astfel la valoarea 0000, caracterul 88 nu va da un ordin 0 de multiplicare. Formula va corecta valoarea minimă la x2.

Caracterul 74 programează gama constantei de timp a circuitului de întîrziere. Caracterele 75 și 76 ajustează valoarea întîrzierii printr-un reglaj continuu. Avînd 0 pentru pozițiile caracterelor 75 și 76, ordinul de multiplicare minim este x5, după cum indică formula de corecție. M este valoarea adevărată a ordinului de multiplicare, iar P valoarea prevăzută în program

Bitul 8 al caracterului 77 programează modul de lucru impuls singular întîrziat, bitul 4, impuls dublu, bitul 2, tren de impulsuri, iar bitul 1, cu circuit poartă exterior. Avînd 0000 pentru caracterul 77, se lucrează automat în modul impuls singular. Pentru acest caracter un singur bit poate avea valoarea 1 odată. Caracterele 78, 79 și 80 stabilesc valoarea perioadei impulsurilor, gama și ordinul de multiplicare. Ținînd seama de formula de corecție, ordinul de multiplicare minim este x1, maxim x11. Reglajul continuu se poate face în trepte de x0,1.

Biții 8, 4, 2, ai caracterului 81 stabilesc gama pentru durata impulsurilor. Dacă toți biții au valoarea 0, gama de durată este 10 ns. Bitul 1 al caracterului 81 și bitul 8 al caracterului 82 programează gama de amplitudine. Dacă ambii biți au valoarea 0, în mod automat amplitudinea de ieșire va fi de 0,2 V. Caracterul 82, biții 4, 2, 1 programează timpii de creștere și revenire. Valorile sînt 1 μs, 100 ns, 10 ns, 1 ns, 1 ns se obține pentru 0 la toți biții respectivi. Caracterele 83 și 84 stabilesc valoarea tensiunii de decalaj între limitele $\pm$ 5V. Dacă valoarea bitului 8 al caracterului 83 este 1, tensiunea de decalaj are polaritate negativă, pentru 0, polaritate pozitivă. Dacă se cere, de exemplu, o tensiune de decalaj de + 4,8 V, caracterul 83 va avea forma 0100, iar caracterul 84, 1 000. Nu se cer formule de corecții în acest caz.

Caracterele 85 și 86 programează ordinul de multiplicare pentru durata impulsurilor, în domeniul x5, x55. Formula de corecție este $M - 5 = P$. Bitul 8 al caracterului 87 hotărește polaritatea impulsului de ieșire. 1 pe această poziție va da un impuls negativ la ieșire. Ordinul de multiplicare pentru amplitudine este stabilit de caracterele 87, biții 4, 2, 1 și caracterul 88. For-

mula de corecție este $M - 2 = P$. Valoarea minimă a multiplicatorului de amplitudine este 2. Caracterele 89, 90 și 91, 92 se referă la timpul de creștere, respectiv timpul de revenire. Formula de corecție fiind $M - 1 = P$, domeniul de multiplicare este x1, x11.

În concluzie, impulsul generat de sursa de semnal are următorii parametrii; perioada reglabilă între 100 ns și 1 ms, durată cuprinsă între 50 ns și 550 μs, fronturile pot avea valori cuprinse între 10 ns și 11 μs. Numeroase măsurări cer însă impulsuri cu fronturi mai mici de 10 ns.

În continuare se va prezenta un generator de impulsuri cu timpi de creștere și revenire mai mici de 1 ns, dar neprogramabile. Parametrii controlabili sînt frecvența de repetiție a impulsurilor, durata, polaritatea și amplitudinea.

Frecvența impulsurilor este variabilă între 10 kHz și 100 kHz. Amplitudinea este reglabilă între 6 și 12 V, cu polaritate pozitivă sau negativă. Durata impulsului poate fi variată între 2 ns și 250 ns.

Generatorul de impuls conține o linie de formare. Schema simplificată este prezentată în figura 17.24.

Frecvența de repetiție a impulsurilor este stabilită de un generator de tact. Semnalul de ieșire se aplică pe de o parte unui circuit de întîrziere cu o constantă de timp, τ_1 și pe de altă parte unui circuit de întîrziere cu constantă de timp reglabilă, τ_2. Comutatoarele K_1 și K_2 sînt două tranzistoare lucrînd în regim de avalanșă, T_1 și T_2. Cînd comutatoarele K_1 și K_2 sînt deschise capacitatea distribuită a liniei se încarcă la potențialul $+E$.

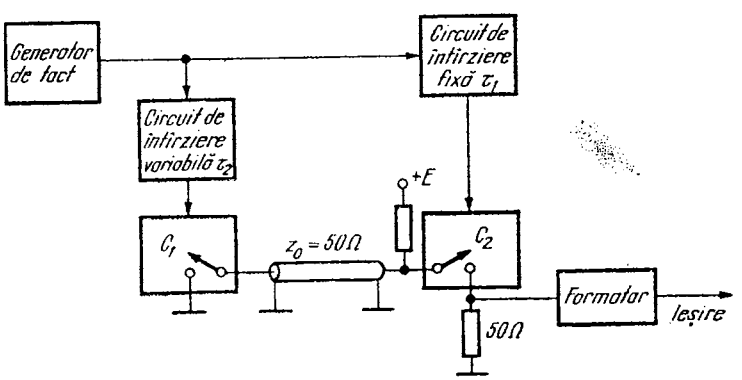


Fig. 17.24. Generator de impulsuri programabil, cu linie de formare.

Se consideră cele două cazuri extreme pentru τ_2, și anume $\tau_{2min} < \tau_1$ și $\tau_{2max} > \tau_1$.

Rezistența de sarcină a liniei R_s este egală cu impedanța caracteristică a liniei, Z_0.

Formele de undă ce caracterizează funcționarea generatorului sînt arătate în figura 17.25.

Figura 17.25 *a* se referă la cazul $\tau_2 = \tau_{2\,max}$. La momentul t_0 apare impulsul de tact. După intervalul de timp τ_1, la momentul t_1, tranzistorul T_1 intră în regim de avalanșă. La închiderea comutatorului K_1, tensiunea în punc-

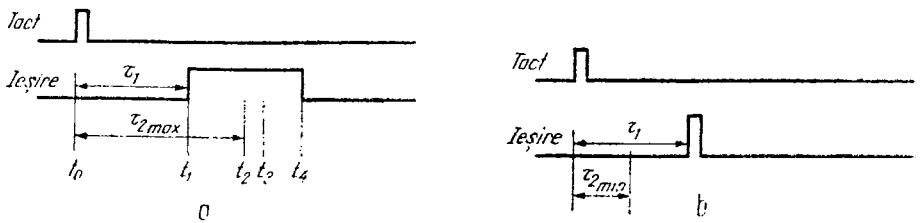


Fig. 17.25. Formarea impulsului de ieșire.

tul de ieșire a liniei scade la $E/2$. Se generează o undă directă de $-E/2$, ce se îndreaptă spre capătul în gol al liniei. Timpul de propagare al undei de-a lungul liniei de formare este t. La momentul t_2, tranzistorul T_2 intră în regim de avalanșă, punînd la punctul de masă capătul în gol al liniei. Aceasta echivalează cu descărcarea completă a liniei. Se formează deci o altă undă $-E$, ce străbate linia de la stînga spre dreapta. Întîlnirea celor două unde are loc la momentul t_3.

$$t_3 = \tau_1 + (\tau_{2max} - \tau_1) + \frac{t - (\tau_{2max} - \tau_1)}{2}.$$

Rezultatul este o undă inversă $-E/2$, care parcurge linia de la stînga spre dreapta, atingînd capătul de ieșire în momentul t_3. Linia este în acest moment complet descărcată.

Durata impulsului generat va fi

$$t_4 - t_1 = t + \tau_{2max} - \tau_1.$$

În cazul al doilea constanta de timp a circuitului de întîrziere τ_2 are valoarea minimă. Impulsul de tact apare la momentul t_0. După un interval de timp τ_{2min}, comutatorul K_2 se închide. Unda $-E$ parcurge linia de la stînga spre dreapta, descărcînd linia la 0V. Tensiunea la capătul de ieșire nu s-a modificat încă. În momentul t_2, comută și tranzistorul T_1. Apare un salt de tensiune $E/2$ pe rezistența de sarcină. În momentul t_3 unda rezultantă $-E/2$ atinge capătul de ieșire al liniei de formare.

Durata impulsului format va fi

$$t_3 - t_2 = t - (\tau_1 - \tau_{2min}).$$

Deci, controlînd constanta de timp a circuitului de întîrziere se comandă lățimea impulsului generat.

Impulsul obținut la ieșirea liniei de formare se aplică unui formator de impulsuri și inversor. Formatorul de impuls constă dintr-un circuit de limitare cu nivel reglabil. Timpii de creștere și revenire sînt determinați de capacitățile asociate unui tranzistor în regim de avalanșă și sarcinii de ieșire.

Fronturile vor mai fi afectate de capacitățile de intrare ale circuitului formator și inversor. În final se pot obține impulsuri cu timpi de creștere și revenire mai mici de 10 ns.

Programul ce controlează caracteristicile impulsului de ieșire cuprinde caracterele 93, 94, 95 și 96.

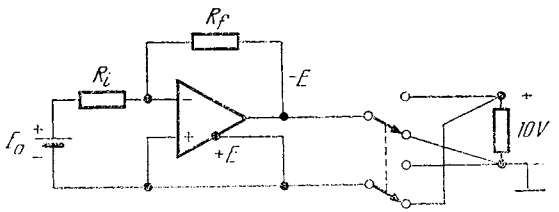


Fig. 17.26. Sursă de alimentare programabilă.

Biții 4, 2, 1 ai caracterului 93 și bitul 8 al caracterului 94 stabilesc amplitudinea impulsului. Amplitudinea minimă este 6 V, maximă 12 V. Biții 2 și 1 ai caracterului 94 controlează ordinul sutelor pentru durata impulsului, caracterul 95 ordinul zecilor, iar 96 ordinul unităților. Din combinația celor 10 biți rezultă o durată reglabilă între 2 ns și 250 ns.

17.5.2 SURSE DE ALIMENTARE PROGRAMABILE

Sistemul conține mai multe surse de alimentare programabile. Tensiunea este controlabilă prin cîte 16 biți fiecare. Pentru cazul ilustrat, trei surse sînt identice *A*, *B* și *C*, tensiunea reglabilă între 0 și 40 V, ambele polarități. Caracterele 57, 58, 59 și 60 controlează sursa de alimentare *A*. Bitul 8 al caracterului 57 stabilește polaritatea tensiunii. Pentru valoarea 1, tensiunea de alimentare este negativă, pentru 0 este pozitivă. Pentru sursele *A*, *B* și *C* tensiunea maximă nu poate depăși 40 V. Sursa *D* are același program, restricția de tensiune maximă este 80 V.

Fiecare sursă de semnal este de fapt un amplificator operațional, figura 17.26.

Tensiunea de ieșire depinde de valoarea lui $R_f \cdot R_i$ este astfel calculat ca prin rezistențe să treacă un curent de 1 mA. Variind valoarea lui R_f, variază tensiunea de ieșire *E*.

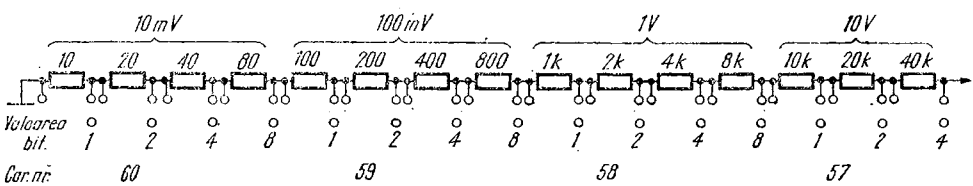


Fig. 17.27. Schema programării sursei de alimentare.

Polaritatea tensiunii este negativă. Pentru a schimba polaritatea tensiunii de ieșire se comută punctul de masă pe sarcină, cu ajutorul unui releu.

Modul în care se face programarea valorii lui R_f este indicat în figura 17.27.

BIBLIOGRAFIE

1. Coombs, J. R., *Basic Electronic Instrument Handbook*, Mc Graw Hill Book Company, 1972.
2. Oliver, Bernard M., Cage, J. M., *Electronic Measurements and Instrumentation*, Mc Graw Hill Book Company, 1971.
3. Bell, L. W., *Automated Testing Systems, Tektronix, Measuremment Concepts*, 1972.
4. Martin D., *Computing-Counter Measurement Systems*, Hewlett-Packard Journal, December 1970.
5. Walko, E., *Instrumentation Systems Controlled by Timeshared Computers*, Hewlett-Packard Journal, September 1970.
6. Ingman, E. M., *Programmer Is Key to Computing-Counter Systems*, Hewlett-Packard Journal, Decembrie 1970.
7. Martin, D., *Frequency Stability Measurements by Computing Counter System*, Hewlett-Packard Journal, November 1971.
8. E-H Research Laboratories, Inc., *European Catalog*, issue B, 1972.

Handbook of the electronic engineer

ELECTRONIC MEASUREMENTS

The book is written by a numerous team of authors coming from all branches of this speciality: education, design, research work. It is mostly a guidebook with direct practical application, with no theoretic sophistications; it includes a great amount of tables and graphical material, formulae and design recommendations, description of structural and operational capabilities of the equipments involved, and a brief presentation of measuring methods.

Apart from a brief introductory part, the work includes three well-balanced subsections: *the first* covers radio-technical measurements, *the second* microwave measurements and *the third*, the measurement of non-electric quantities.

The work is destined to electronic engineers and students.

Справочник инженера электроника

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Справочник составлен большим коллективом авторов, специалистов преподавателей, проектировщиков и исследователей.

Он является справочником непроседственно применяемым, без теоретических распространений, с большим числом таблиц и чертежей, с расчетными и проектными формулами, с ясными указаниями о конструктивной, структуре и функциональных возможностях приборов, и кратким и критическим описанием методов измерения.

Кроме краткой вводной части, справочник содержит три хорошо уравновешанных отдела: *первый* — радиотехнические измерения, *второй* — измерения в микроволнах, *третий* — измерение не электрических величин. Книга предназначается для инженеров электронистов и студентов втузов, проходящих экспериментальные дисциплины, использующие электронные приборы и методы.

Manuel de l'ingénieur électroniste

MESURES ÉLECTRONIQUES

L'ouvrage est écrit par une équipe comprenant de nombreaux spécialistes activant dans l'enseignement supérieur, la recherche et les études de conception.

Il constitue un guide d'application practique, sans incursions théoriques laborieuses, mais fournissant en échange au lecteur un riche matériel informatif sous forme de tableaux et diagrammes, formules de calcul dimensionnel et fonctionnel, indications sur les structures constructives, possibilités de fonctionnement, vues critiques sur les capacités et méthodes de mesure. Outre une introduction assez brève, il comporte trois sous-sections — équilibrées comme contenu — *la première* traitant les mesures radio-techniques, *la déuxième*, celles par micro-condes, et *la troisième* les mesures des grandeurs non électriques.

Le livre est écrit à l'intention des ingénieurs électronistes et élèves des écoles supérieures intéressés par les appareils et méthodes de mesure électroniques.